

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**Diseño de redes conmutadas para una antena  
conformada de comunicaciones WiMAX con  
cobertura omnidireccional o sectorial no  
simultánea**

**Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación**

**Autor: Iglesias Menéndez de la Vega, Manuel**

**Tutor: Masa Campos, José Luis**

**FECHA: Septiembre 2019**



# **Diseño de redes conmutadas para una antena conformada de comunicaciones WiMAX con cobertura omnidireccional o sectorial no simultánea**

**AUTOR: Manuel Iglesias Menéndez de la Vega**

**TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Radiofrecuencia Circuitos, Antenas y Sistemas, RFcas**

**Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**

**Escuela Politécnica Superior**

**Universidad Autónoma de Madrid**

**Septiembre de 2019**







## ***Resumen***

Este trabajo de Fin de Master ha tenido como objetivo realizar una antena configurable para la banda de frecuencias WiMAX basada en 8 parches apilados como elemento radiante.

Esta antena deberá ser capaz de adoptar distintos comportamientos o patrones de radiación para adecuarse a cada problema que se presente.

Para ello ha sido necesario el desarrollo de una red de alimentación compleja, capaz de alimentar a cada elemento radiante de la antena. Esta red implementa, por primera vez, los diodos PIN como elementos de conmutación. Sus propiedades eléctricas permiten obtener una gran versatilidad a la hora de alimentar las antenas, siendo capaces de configurar desde haces sectoriales conmutables hasta un diagrama omnidireccional en su plano horizontal.

La red de alimentación estará basada en divisores de potencia tri-estado, formados por tres puertos, (uno de entrada y dos de salida), siendo capaces de seleccionar en cada divisor el puerto al que distribuir la señal, sea un puerto o ambos a la vez. Estos divisores deberán ser integrados a tres niveles distintos dentro de la red de alimentación.

Gracias a las propiedades que se han comentado en los parrafos anteriores se ha conseguido diseñar una red de alimentación capaz de adoptar veinte configuraciones diferentes, todas ellas configurables por el usuario.

No solo se ha realizado la red de alimentación, sino que también se ha desarrollado el diseño de una red de control capaz de conducir las señales que activarán los diodos necesarios para una configuración solicitada mediante software por un usuario.

Por último, se han realizado todas las fabricaciones, montajes y medidas de cada prototipo realizado para la validación del diseño. Además se ha integrado al array de antenas y medido en su conjunto en la cámara anecoica para validar sus párametros de radiación.

## ***Palabras Clave***

Diodo PIN, divisor de potencia, array conformado, red de alimentación, microstrip, párametros S, adaptación, transmisión, aislamiento, diagrama de radiación, omnidireccional.



## ***Abstract***

This work of project has had as objective to realize a configurable antenna for the band of frequencies WiMAX based on 8 stacked patches as radiant element.

This antenna should be able to adopt different behaviors or radiation patterns to suit each problem that arises.

For this, it has been necessary to develop a complex feeding network, capable of feeding each radiant element of the antenna. This network implements, for the first time, the PIN diodes as switching elements. Its electrical properties allow to obtain a great versatility when feeding the antennas, being able to configure from sectorial switching beams to an omnidirectional diagram in its horizontal plane.

The feed network will be based on tri-state power dividers, consisting of three ports (one input and two output), being able to select in each splitter port to distribute the signal, either one port or both at the same time. These dividers must be integrated at three different levels within the feed network.

Thanks to the properties mentioned in the previous paragraphs, it has been possible to design a feed network capable of adopting twenty different configurations, all of them configurable by the user.

Not only has the feed network been created, but also the design of a control network capable of driving the signals that will activate the diodes necessary for a configuration requested by a user by means of software has been developed.

Finally, all the fabrications, assemblies and measurements of each prototype have been carried out in order to validate the design. It has also been integrated into the array of antennas and measured as a whole in the anechoic chamber to validate its radiation pattern.

## ***Keywords***

PIN diode, power divider, conformal array, feed network, microstrip, S parameters, adaptation, transmission, isolation, radiation diagram, omnidirectional



## ***Agradecimientos***

Toca cerrar una etapa, y no se puede hacer sin antes agradecerse a las personas que lo han hecho posible.

A mi tutor, Jose Luis, darle las gracias por darme la oportunidad y tener infinita paciencia conmigo.

A mis padres y mi hermana, que siempre han sido un punto de apoyo y confiado en mi sabiendo que este momento llegaría incluso cuando yo no era capaz de verlo

A mi compi de piso, Erik, y a Paulis que me han tenido que aguantar en este largo camino.

A Raquel, eterna compi repescada ahora como compi de trabajo, que volvemos a coincidir en el mundo de las Widebands

A Gabriel, Pechis, Julia, Howel, Cule, Rafa, Pauli, Pablo, Edu, Martocha, Maripili...

A los que os he puesto y a los que me he dejado... Hay tanta gente a la que darle las gracias!

A todos los compañeros del Grupo RFcas, a los que se han ido y a los que sigue, alumnos y profesores, que han sido casi como una familia

A todos ellos, solo me queda darles las gracias por haber compartido este camino conmigo y haber hecho posible esta etapa.

Gracias!

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1 INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>5</b>
1.1 MOTIVACIÓN .....	5
1.2 OBJETIVOS .....	5
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA .....	6
<b>2 ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>7</b>
2.1 INTRODUCCIÓN .....	7
2.2 DEFINICIÓN DE ANTENA .....	7
2.2.1 <i>Parámetros de una Antena</i> .....	8
2.2.2 <i>Elemento unitario</i> .....	12
2.2.3 <i>Campo radiado y Factor de array</i> .....	13
2.2.4 <i>Tecnología implementada: Diodo Pin</i> .....	15
<b>3 CARACTERIZACIÓN DE DIODOS PIN.....</b>	<b>17</b>
3.1 OBJETIVO.....	17
3.2 BAR64-02V .....	17
3.3 BAR64-05 .....	19
<b>4 CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA DE PLACAS DE EVALUACIÓN.....</b>	<b>20</b>
4.1 PLACA DE EVALUACIÓN BAR64-02 Y BAR64-05 .....	20
4.1.1 <i>Diseño de planos mecánicos</i> .....	20
4.1.2 <i>Construcción</i> .....	21
4.1.3 <i>Medidas</i> .....	21
<b>5 DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA DE DIVISORES DE POTENCIA .....</b>	<b>27</b>
5.1 OBJETIVO.....	27
5.2 DISEÑO DIVISOR GENÉRICO TRI-ESTADO .....	28
5.3 INTEGRACIÓN DE DIVISORES EN LA RED COMPLETA .....	36
5.3.1 <i>Diseño</i> .....	36
5.3.2 <i>Divisor Central – Nivel 1</i> .....	38
5.3.3 <i>Divisor Interno -Nivel 2</i> .....	41
5.3.4 <i>Divisor Externo – Nivel 3</i> .....	44
5.4 RED COMPLETA .....	48
<b>6 DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y TEST DE LA PLACA DE CONTROL.....</b>	<b>58</b>
<b>7 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE ESTRUCTURAS 3D PARA LA SUJECCIÓN DEL ARRAY CONFORMADO .....</b>	<b>62</b>
<b>8 PROGRAMACIÓN DE ARDUINO.....</b>	<b>66</b>
8.1 MODO 1 .....	66
8.2 MODO 2 .....	66
8.3 COMPROBACIÓN DEL CÓDIGO.....	67
<b>9 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO .....</b>	<b>68</b>
9.1 CONCLUSIONES.....	68
9.2 TRABAJO FUTURO .....	68
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>71</b>
<b>GLOSARIO .....</b>	<b>73</b>
<b>ANEXOS.....</b>	<b>I</b>

A	KIT DE CALIBRACIÓN TRL.....	I
B	SOFTWARE UTILIZADO .....	- 1 -

## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: EJEMPLO DE ARRAY LINEAL .....	7
FIGURA 2-2: EJEMPLO DE ARRAY PLANAR .....	8
FIGURA 2-3: EJEMPLO DE ARRAY CONFORMADO.....	8
FIGURA 2-4: DIAGRAMA DE PARÁMETROS S.....	9
FIGURA 2-5: DIAGRAMA DE RADIACION 2D .....	10
FIGURA 2-6: FORMAS DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN 3D .....	10
FIGURA 2-7: POLARIZACIÓN .....	11
FIGURA 2-8: ÁNGULO SÓLIDO.....	11
FIGURA 2-9: ELEMENTO UNITARIO .....	13
FIGURA 2-10: DIAGRAMA DE ARRAY PLANAR .....	15
FIGURA 2-11: DIODO PIN .....	16
FIGURA 3-1: EQUIVALENTE CIRCUITAL DEL DIODO PIN .....	17
FIGURA 3-2: ENCAPSULADOS BAR64-02V Y ESQUEMA DE POLARIZACIÓN DIRECTA .....	17
FIGURA 3-3: ESQUEMÁTICO CST PARA EL DISEÑO DEL DIODO A) POLARIZACIÓN DIRECTA B) POLARIZACIÓN INVERSA .....	18
FIGURA 3-4: PLANOS PLACAS DE EVALUACIÓN BAR 64-02 A) MODELO BÁSICO, B) MODELO CON EFECTOS DE PISTAS DE ALIMENTACIÓN ADYACENTES C) MODELO CON CONECTORES SMA .....	18
FIGURA 3-5: ESQUEMA DE COMPOSICION BAR64-05 ENCAPSULADO SOT23 .....	19
FIGURA 3-6: MODELADO 3D DIODO BAR64-05 A) SIMPLE B) CON PISTAS DC c) CONECTORES SMA .....	19
FIGURA 3-7: MODELADO ESQUEMÁTICO DIODO BAR64-05 .....	19
FIGURA 4-1: PLANOS AUTOCAD Y LAYOUT ADS A) PLACA DE EVALUACIÓN BAR64-02 B) PLACA DE EVALUACIÓN BAR64-05 .....	20
FIGURA 4-2: PLACA DE EVALUACIÓN CONSTRUÍDA A) BAR64-02V B) BAR64-05 .....	21
FIGURA 4-3: EJEMPLO DE KIT TRL .....	22
FIGURA 4-4: CARGA DE FICHERO DE DATOS EN ADS.....	22
FIGURA 4-5: COMPARACIÓN DE MODELOS DE SIMULACIÓN EN BAR64-02V .....	23
FIGURA 4-6: MEDIDAS PLACA EVALUACIÓN Bar64-02V FRENTE A SIMULACIONES.....	24
FIGURA 4-7: RESULTADOS DE VALIDACIÓN BAR64-05.....	25
FIGURA 5-1: EJEMPLO DIVISOR DE POTENCIA TRI-ESTADO.....	27
FIGURA 5-2: ESTADOS POSIBLES DEL DIVISOR TRI-ESTADO A) ESTADO 1 B) ESTADO 2 c) ESTADO 3 .....	27
FIGURA 5-3: ANCHURAS, LONGITUDES DE PISTA E IMPEDANCIAS DEL DIVISOR TRI-ESTADO .....	28
FIGURA 5-4: DISEÑO DE MODELO DIVISOR TRI-ESTADO IDEAL .....	29
FIGURA 5-5: RESULTADO DE MODELO DIVISOR TRI-ESTADO IDEAL.....	29
FIGURA 5-6: DISEÑO DE MODELO DIVISOR TRI-ESTADO CON POLARIZACIÓN DIRECTA .....	30
FIGURA 5-7: RESULTADOS DE MODELO DIVISOR TRI-ESTADO CON POLARIZACIÓN DIRECTA .....	30
FIGURA 5-8: DISEÑO DE MODELO DIVISOR TRI-ESTADO COMPLETO. ....	31
FIGURA 5-9: RESULTADOS DEL DISEÑO COMPLETO A) CAMINO DE DIVISIÓN B) CAMINO INDIVIDUAL .....	32
FIGURA 5-10: COMPARACIÓN DE RESULTADOS SIMULACIÓN OPTIMIZADO VS ORIGINAL A) CAMINO DIVISIÓN B) CAMINO INDIVIDUAL.....	33
FIGURA 5-11: DISEÑO CST DE MODELO OPTIMIZADO DE DIVISOR TRI-ESTADO .....	34
FIGURA 5-12: COMPARACIÓN RESULTADOS SIMULACIÓN ADS VS CST A) CAMINO DIVISIÓN B) CAMINO INDIVIDUAL.....	34
FIGURA 5-13: COMPARACIÓN SIMULACIÓN ESTADO 3 ACTIVO FRENTE A DIVISIÓN ACTIVANDO ESTADO 1 Y 2 .....	35
FIGURA 5-14: ESQUEMA DE MEDIDAS DEL DIVISOR COMPLETO .....	36
FIGURA 5-15: DIVISOR CENTRAL INTEGRADO .....	38
FIGURA 5-16: RESULTADOS MEDIDAS FRENTE A SIMULACIÓN DIVISOR CENTRAL.....	39
FIGURA 5-17: DIVISOR INTERNO INTEGRADO .....	41
FIGURA 5-18: COMPARACIÓN DIVISIÓN CON STUB VS DIVISIÓN CON MEANDRO.....	41
FIGURA 5-19: COMPARACIÓN MEDIDAS FRENTE A SIMULACIÓN DE DIVISOR INTERNO.....	42
FIGURA 5-20: DIVISOR EXTERNO INTEGRADO .....	44
FIGURA 5-21: RESULTADOS SIMULACIÓN ENTRE PISTAS ANCHAS SEPARADAS Y ESTRECHAS .....	45
FIGURA 5-22: MEDIDAS FRENTE A SIMULACIÓN DIVISOR EXTERNO.....	46
FIGURA 5-23: RED DE ALIMENTACIÓN COMPLETA.....	48
FIGURA 5-24: A) HUELLA DEL AMPLIFICADOR B) HUELLA DE LA RESISTENCIA 0Ω.....	49

FIGURA 5-25: DIGRAMA ADS PARA SIMULACIÓN DE RED COMPLETA.....	50
FIGURA 6-1: DISEÑO PCB CONTROL Y ALIMENTACIÓN.....	59
FIGURA 6-2: A) PLACA DE CONTROL Y ALIMENTACIÓN B) PCB DE RF c) CONJUNTO COMPLETO, CONTROL -RF-MECÁNICA DE SUJECCIÓN.....	59
FIGURA 6-3: ESQUEMA DE GND DEL ENSAMBLE COMPLETO.....	60
FIGURA 6-4: ESQUEMA DE LA REFORMA DE LA PLACA DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL.....	60
FIGURA 7-1: ESTRUCTURA 3D PARA SUJECCIÓN DE PARCHES APILADOS.....	62
FIGURA 7-2: PRIMERA VERSIÓN ESTRUCTURA 3D.....	63
FIGURA 7-3: MODELO 3D DE ARDUINO MEGA 2560.....	63
FIGURA 7-4: REFORMA MECÁNICA DEL SOPORTE.....	64
FIGURA 7-5: SEGUNDA VERSIÓN ESTRUCTURA 3D.....	65
FIGURA 7-6: VERSIÓN DEFINITIVA ESTRUCTURA 3D.....	65
FIGURA 8-1: ARDUINO MEGA 2560.....	66

## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: CARACTERÍSTICAS ELEMENTO UNITARIO DEL PROYECTO.....	13
TABLA 3-1: ESTADOS DE ENCAPSULADO BAR64-05.....	19
TABLA 4-1 RESUMEN DE PROPIEDADES DE LAS TRAZA SELECCIONADA.....	23
TABLA 4-2: RESUMEN DE PROPIEDADES DE LAS TRAZAS SELECCIONADAS PARA BAR64-02V.....	24
TABLA 4-3: RESUMEN DE PARÁMETROS OBTENIDOS PARA BAR64-05.....	26
TABLA 5-1 RESUMEN DE RESULTADOS DE COMPARACION DIVISOR ORIGINAL FRENTE A OPTIMIZADO.....	33
TABLA 5-2: RESUMEN DE PARÁMETROS OBTENIDOS EN LA COMPARACIÓN ADS FRENTE A CST.....	34
TABLA 5-3: RESUMEN VALORES SIMULACION FRENTE A MEDIDA DIVISOR CENTRAL.....	39
TABLA 5-4 RESUMEN DE VALORES COMPARACION DIVISIÓN CON STUB O CON MEANDRO.....	42
TABLA 5-5: RESUMEN COMPARACIÓN MEDIDAS FRENTE A SIMULACIÓN DE DIVISOR INTERNO.....	43
TABLA 5-6: RESUMEN DE RESULTADOS SIMULACIÓN ENTRE PISTAS ANCHAS Y PISTAS FINAS SEPARADAS.....	45
TABLA 5-7 RESUMEN DE RESULTADOS MEDIDAS FRENTE A SIMULACIÓN DIVISOR EXTERNO.....	46
TABLA 5-8 SIMULACIONES RED COMPLETA.....	50



# 1 Introducción

---

## *1.1 Motivación*

La motivación del trabajo es desarrollar la capacidad de diseñar una antena versátil, con la destreza de obtener distintos comportamientos según requiera una situación, o desee el usuario sin tener que realizar modificaciones físicas o reconstrucciones a la antena. Adoptar estas capacidades aporta una eficiencia económica y utilidad que otros dispositivos no pueden obtener.

Para evitar las modificaciones mecánicas o físicas se debe conseguir que la señal distribuida o recibida por las antenas sea fácilmente manipulable por el usuario, siendo estas configuraciones a través de la manipulación de sus condiciones eléctricas.

Estas modificaciones se pueden realizar mediante componentes electrónicos introducidos en los dispositivos que alimentan las diversas antenas (desfasadores, amplificadores o atenuadores variables), o lo que atañe en este trabajo, conmutadores que den prioridad a las partes seleccionadas de la red de alimentación.

De esta manera, y como se explicará en el trabajo, se podrá obtener distintos diagramas de radiación de manera dinámica a petición del usuario, estando entre estas posibilidades un diagrama omnidireccional, semi-omnidireccional, sectorial, o con uno o varios pinceles en diferentes ángulos.

No solo la capacidad de configurar el diagrama de radiación de la antena es la motivación de este trabajo, trabajar con este tipo de antenas (conformadas) tienen especial interés en el mundo de la aeronáutica y el mundo naval, gracias a que, con su estructura 3D, se pueden adaptar a las formas de estos transportes.

Otros casos de utilización para este tipo de antena pueden ser utilizada como antena de soporte inteligente de WIFI, para espacios abiertos o zonas cerradas.

Se podrá configurar sus diagramas para mejorar el servicio según la distribución de clientes o petición de servicio que pudiese existir en la zona en cuestión.

Este documento plantea un esquema orientativo de la estructura de la memoria.

## *1.2 Objetivos*

Los objetivos que se han puesto para este trabajo son:

- Diseño de una red de alimentación compleja basado en distribución de la señal mediante diodos PIN.
- La capacidad de proporcionar un diagrama de radiación omnidireccional, a su vez que diagramas sectoriales y la capacidad de variar entre ellos mediante la interacción de una placa microcontroladora.
- Otorgar total libertad de configuración para realizar cualquier diagrama deseado por el usuario.

### ***1.3 Organización de la memoria***

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- Estado del Arte: En el primer capítulo se hablará de las tecnologías que hoy en día se utilizan en este tipo de sistemas, y se realizará una introducción teórica de los términos de interés para ayudar a una mejor comprensión del trabajo.
- Caracterización de los diodos PIN BAR64-02 y BAR64-05: Este capítulo se basará en presentar el elemento esencial del trabajo, los diodos pin elegidos para realizar las diversas conmutaciones. Se presentarán las caracterizaciones del comportamiento de ambos encapsulados.
- Construcción y medida de Placas de evaluación: El capítulo mostrará los diversos planos realizados y las medidas obtenidas de las placas realizadas para verificar la correcta caracterización de los componentes, para así después poder implementarlos en las simulaciones y diseños.
- Diseño, construcción y medida de los diversos Divisores de potencia: Se presentará la evolución de los diseños, planos y medidas de los distintos divisores necesarios para realizar la red de alimentación que distribuirá la señal a las antenas
- Diseño, construcción y test de la placa de Control: Como en el capítulo anterior, se mostrará todo el proceso para el diseño de la placa encargada de llevar las señales de control a los distintos componentes para alimentar las antenas deseadas por el usuario.
- Diseño y construcción de estructuras 3D para la sujeción del Array conformado. Se explicará los pasos seguidos y las decisiones tomadas en el diseño de la estructura que sujetará el array conformado.
- Programación de Placa Microcontroladora Arduino: Este capítulo contendrá la explicación de los programas diseñados para la placa microcontroladora que permitirá al usuario elegir las antenas que quiera alimentar para generar el diagrama que desee en el momento determinado.
- Conclusión. Se presentarán las conclusiones obtenidas en la elaboración de este trabajo.
- Trabajo futuro: Para finalizar el documento, se abrirá una serie de ramas de investigación que pueden desarrollarse a partir del trabajo realizado

## 2 Estado del arte

---

### 2.1 Introducción

En este estado del arte se realizará una serie de explicaciones de conceptos básicos para un mejor entendimiento por parte del lector sobre algunas cuestiones básicas y fundamentos del trabajo. Se realizará una breve introducción a las tecnologías que se utilizan hoy para este tipo de soluciones, finalizando con una ligera presentación de la utilizada en este trabajo.

### 2.2 Definición de Antena

La definición dada por IEEE Estándar Definition of terms for Antennas (IEEE Std 145-1983) de una antena es “Aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”, en otras palabras, un elemento metálico capaz de transmitir y/o recibir señales electromagnéticas a una serie de frecuencias determinadas por su diseño.

Se pueden clasificar según muchos parámetros, en nuestro caso, por el trabajo que nos atañe, se realizará la clasificación según el número y distribución de los elementos que la componen:

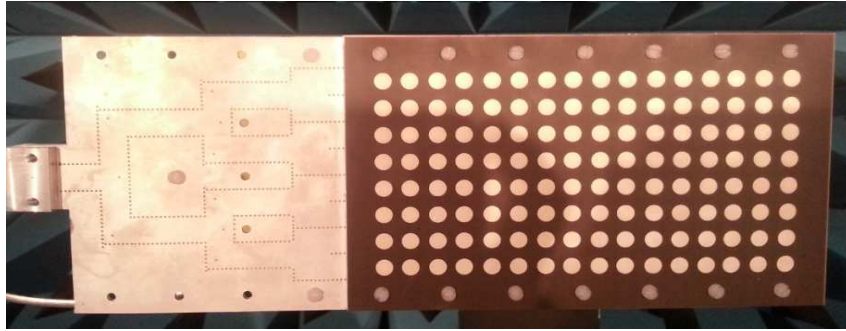
- Antena individual: Formada por un solo elemento radiante, ya sea una guía de onda, un parche, un dipolo o cualquier otra estructura. Suelen ser antenas limitadas que ofrecen un rendimiento básico. Según la tecnología utilizada para su diseño tendrá sentido aplicarlas en según qué medios.
- Array de antenas: Conjunto de antenas individuales que se agrupan con la intención de mejorar las prestaciones otorgadas por un elemento único. La agrupación mejora las prestaciones del elemento único a coste de ser más complejas de diseñar y construir. Su clasificación depende de muchos parámetros: La colocación geométrica del array, el espacio entre elementos, la amplitud y la fase con la que se alimenta cada elemento y el diagrama de radiación del elemento unitario:
  - Array Lineal: Agrupación de antenas en una sola dirección, su diagrama de radiación (explicado más adelante) quedará caracterizado por la fase y el nivel de potencia que llegue a sus elementos individuales. Existe la problemática de que los elementos contiguos interfieran. El diseño de estas antenas tendrá en cuenta este efecto a la hora de su diseño para ayudarse de estos acoplos.



**Figura 2-1: Ejemplo de array lineal**

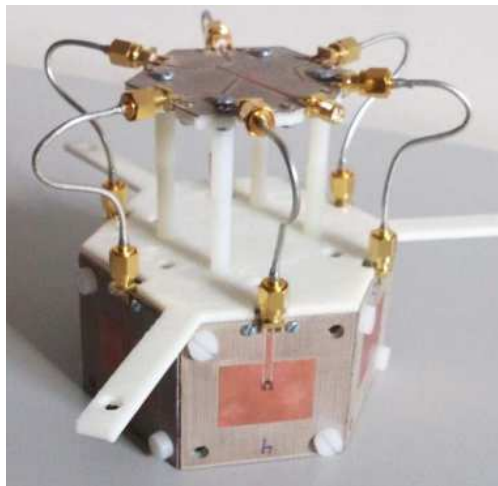
- Array planar: En este caso los elementos unitarios se agrupan en 2 direcciones diferentes. Suelen ser más complejos porque el efecto de acoplos mutuos puede darse en las dos direcciones de la distribución del array





**Figura 2-2: Ejemplo de Array planar**

- Array conformado: Sus elementos generan estructuras 3D adaptables a superficies complejas. Son arrays de complejo diseño pero que pueden aportar múltiples soluciones que los otros arrays no están capacitados para solventar. Este detalle se explica con mayor detalle en el apartado 2.2.3.



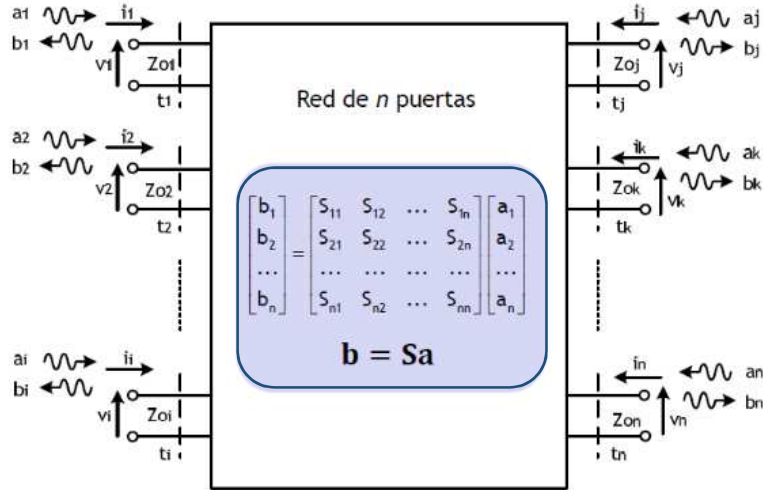
**Figura 2-3: Ejemplo de Array Conformado**

## 2.2.1 Parámetros de una Antena

En este apartado se van a explicar los distintos parámetros que caracterizan el funcionamiento de una antena.

### 2.2.1.1 Parámetros $S$ – Coeficiente de adaptación y de reflexión

Los parámetros de dispersión, o parámetros  $S$  provienen del término anglosajón *Scattering parameters*, parámetros que expresan la relación de potencia de los distintos puertos cuando se estimula el dispositivo electromagnético. Se expresan de manera matricial en una matriz  $N \times N$ , donde  $N$  es el número de puertos del dispositivo estudiado.



**Figura 2-4: Diagrama de Parámetros S**

Para explicar bien estas relaciones se tomará a continuación la nomenclatura aportada por las referencias [5][10], donde el término  $a_k$  hará referencia a la onda de potencia incidente en la puerta  $k$  y el termino  $b_k$  a la onda de potencia reflejada en la puerta  $k$ .

La definición de las ondas de potencia es:

$$a_k = \frac{v_k + i_k * Z0_k}{\sqrt{8Z0_k}} \quad b_k = \frac{v_k - i_k * Z0_k}{\sqrt{8Z0_k}}$$

Donde el parámetro  $v_k$  significa tensión,  $i_k$  la intensidad y  $Z0_k$  la resistencia característica del circuito.

La relación de estos dos parámetros según con que impedancia estén cargados los puertos y como se esté estimulando el circuito nos da los parámetros que lo caracterizan:

- $S_{ii}$  será el parámetro que relaciona la potencia reflejada en el puerto  $i$  cuando una onda de potencia incide en el puerto  $i$ . Para obtener este valor el resto de los puertos deben estar cargados con su impedancia característica  $Z0_k$ . Se le denomina *Reflexión* a la entrada del puerto  $i$  y queda definido mediante la ecuación:

$$S_{ii} = \left( \frac{b_i}{a_i} \right)_{a_k=Z0_k; k \neq i}$$

- $S_{ji}$  será el parámetro que relaciona la potencia reflejada en el puerto  $j$  cuando una onda de potencia incide en el puerto  $i$ . Para obtener este valor el resto de puertos deben estar cargados con su impedancia característica  $Z0_k$ . Se le denomina *Transmisión* o *ganancia directa* del puerto  $i$  al puerto  $j$ . Queda definido mediante la ecuación:

$$S_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=Z0_k; k \neq i \neq j}$$

Mediante las dos ecuaciones se puede caracterizar las pérdidas de potencia del circuito por su propia inserción o por la reflexión del puerto.

$$\begin{aligned} \text{Pérdidas por retorno} &= -20 * \log_{10}(S_{ii}) \\ \text{Pérdidas por inserción} &= -20 * \log_{10}(S_{ji}) \end{aligned}$$

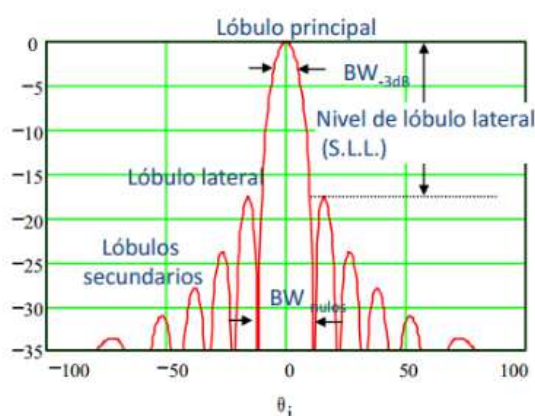
### 2.2.1.2 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación se define como la representación de la radiación de la antena. En esta representación se podrán apreciar las distintas propiedades de radiación de la antena diseñada, propiedades que podrán ser mostradas tanto en diagramas 3D como diagramas 2D (polares o escalares), cada cual con sus ventajas y desventajas.

Para apreciar las características de la antena en la representación 2D se deberá realizar cortes en planos determinados, definidos por el ángulo azimut y el ángulo de elevación. Estos planos de interés son Plano E y Plano H, denominados así porque contienen en el plano la dirección de máxima radiación del componente de campo, en caso del plano E, la componente eléctrica del ( $\vec{E}$ ) y el plano H la componente magnética ( $\vec{H}$ ).

Las características más apreciables en este tipo de representación son:

- Lóbulo Principal
- Lóbulo secundario
- Ancho de haz
- Side Lobe Level (SLL)
- Dirección de máximo apuntamiento.



**Figura 2-5: Diagrama de radiación 2D**

Según el comportamiento de estas propiedades el diagrama tendrá una forma específica:

- Isotrópico: La potencia radiada es la misma en todos los sentidos.
- Omnidireccional: La potencia radiada es máxima en torno a 360° en un plano.
- Directivo o Pínel: La potencia máxima radiada tiene una dirección determinada.

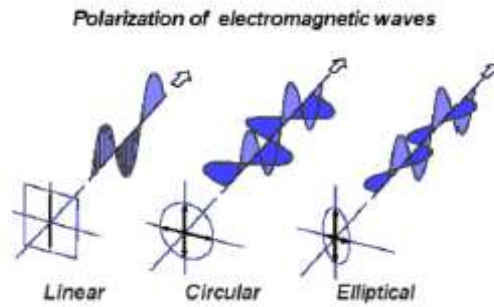


**Figura 2-6: Formas de diagramas de radiación 3D**

### 2.2.1.3 Polarización

- Lineal: el campo solo se estimula en un eje

- Circular: el campo se estimula por igual en ambos ejes
- Elíptica: Existe un eje predominante en la relación axial con el otro eje, generando una elipse como se indica en la figura 2-7



**Figura 2-7: Polarización**

#### 2.2.1.4 Intensidad de radiación, Ganancia, Directividad y Eficiencia

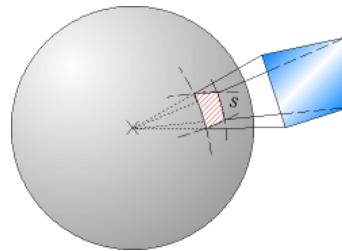
No solo la forma de la radiación o la polarización es fundamental para caracterizar una antena. Existen 4 parámetros fuertemente relacionados entre sí que son fundamentales a la hora de la caracterización de un elemento radiante.

##### 2.2.1.4.1 Intensidad de radiación.

La intensidad de radiación hace referencia a la capacidad de energía que puede radiar la antena que se esté caracterizando. Este parámetro es la energía radiada por ángulo sólido en una dirección.

$$U(\theta, \varphi) = \frac{Prad}{\partial\Lambda}$$

Se entiende por ángulo sólido  $\partial\Lambda$  a la superficie 3D que abarca un cono formado por radios. Es el equivalente tridimensional al radian



**Figura 2-8: Ángulo sólido**

El ángulo sólido responde a la ecuación:

$$\partial\Lambda = \frac{\partial S}{r^2} = \frac{r^2 \sin\theta \partial\theta \partial\varphi}{r^2} = \sin\theta \partial\theta \partial\varphi$$

Uniendo y desarrollando las 2 ecuaciones comentadas podemos llegar a la ecuación:

$$U(\theta, \varphi) = \frac{Prad}{\partial\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle| \partial S}{\partial\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|$$

Siendo  $|\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|$  el vector de Poynting, módulo que representa la intensidad de energía electromagnética que fluye por una unidad de área perpendicular a la propagación

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

#### 2.2.1.4.2 Directividad o Ganancia directiva

Este parámetro expresa la capacidad con la que radia la antena en la dirección de máxima radiación, relacionando los conceptos de intensidad de radiación con la intensidad de radiación de una antena isotrópica a la cual radiará la misma potencia.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U_{rad}(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U_{rad}(\theta, \varphi)}{P_{rad}}$$

#### 2.2.1.4.3 Ganancia

Si la directividad era la relación entre las intensidades de radiación entre la antena bajo estudio y una antena isotrópica con la misma potencia radiada, la ganancia mantendrá esta misma relación, bajo la condición de que la potencia entregada a la antena, que no la potencia radiada, sea la misma para la antena estudiada que para la antena isotrópica.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ent}}$$

#### 2.2.1.4.4 Eficiencia

Como último de estos parámetros fuertemente relacionados entre si estará la eficiencia, la cual se define como el aprovechamiento total de la potencia disponible en el generador, frente a la potencia radiada. Es una manera de medir las pérdidas de potencia sufridas desde un extremo del terminal a la estructura de la antena. Se puede subdividir en 2 tipos de eficiencias diferentes.

- Eficiencia en dieléctricos y conductores: También denominada eficiencia de radiación. Es aquella que calcula las pérdidas obtenidas por las imperfecciones de los dieléctricos y conductores que en la vida real no pueden ser perfectos. Este concepto relaciona la directividad con la ganancia, ambas en su dirección de máxima radiación.

$$\zeta_{rad} = \zeta_{dis,c} * \zeta_{dis,d} = \frac{D_0}{G_0}$$

- Eficiencia de adaptación: Es aquella que calcula las pérdidas surgidas por la desadaptación de impedancias entre la antena y el receptor o transmisor. Queda definida por la ecuación

$$\zeta_{adap} = \frac{P_{ent}}{P_{dg}} = 1 - \Gamma_A$$

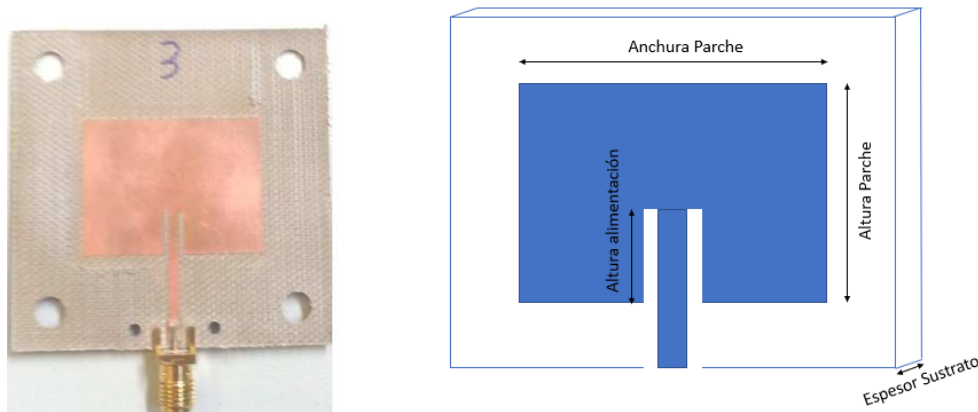
Por lo cual la eficiencia total será la suma de la contribución de las dos eficiencias anteriormente comentadas.

$$\zeta_{tot} = \zeta_{rad} * \zeta_{adap} = \frac{P_{rad}}{P_{dg}}$$

### 2.2.2 Elemento unitario.

El elemento unitario de este trabajo es un parche apilado [3] que se diseñó en este grupo en el trabajo de la compañera Paula Sánchez Dancausa [4].

Elemento unitario se denomina a la antena base individual con la que, replicando su estructura, se conforma el array. Los distintos elementos del array suelen tener pequeñas modificaciones para compensar los efectos de la convivencia de las múltiples antenas a su alrededor.



**Figura 2-9: Elemento unitario**

Los parches apilados utilizados en este trabajo se basan en una lámina de cobre sobre un sustrato donde sus dimensiones y forma geométrica configura la manera de radiar del elemento.

Se apilan dos estructuras similares dando como resultado unas prestaciones mejoradas a las que puede dar un parche simple.

La prestación principalmente favorecida en este caso es el ancho de banda en el que puede trabajar la antena.

Las características principales del elemento utilizado en este trabajo son las siguientes:

**Tabla 2-1: Características Elemento unitario del proyecto**

Características	
Longitud del parche	22.46 mm
Anchura del parche	29.46 mm
Longitud sustrato	58.56 mm
Altura de alimentación	6.53 mm
Tipo de sustrato	Taconic RF35 [11]
Espesor del sustrato	0.762 mm
Espesor conductor	0.018 mm
Directividad	6.9 dB
Ancho de Haz a -3dB	85.6°
Adaptación	-28.24 dB @ 3.5 GHz
Componente Contrapolar	-15 dB
Apuntamiento	0°
Polarización	Lineal

### 2.2.3 Campo radiado y Factor de array

La suma de las aportaciones de cada elemento del array puede describir la forma en la que radia todo el conjunto. Para ello será necesario conocer como radia el elemento unitario. El campo radiado del n-ésimo elemento del array se puede describir mediante la siguiente formula.

$$\vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \varphi) * \frac{I_n}{I_0} * e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n}$$

De esta manera el comportamiento del array completo quedará descrito por la ecuación

$$\vec{E}_A(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) * \sum_{n=1}^N A_n * e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n}$$

De la cual se podría separar el comportamiento de la antenna unitaria utilizada para el array del efecto de su distribución y configuración en el array. Siendo esta última aportación denominada factor de array.

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n * e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_n}$$

Siendo  $\hat{r}$  el vector unitario definido según la ecuación

$$\hat{r} = \sin \theta \cos \varphi \vec{x} + \sin \theta \sin \varphi \vec{y} + \cos \theta \vec{z}$$

Para según qué tipo de array, esta operativa puede simplificarse matemáticamente.

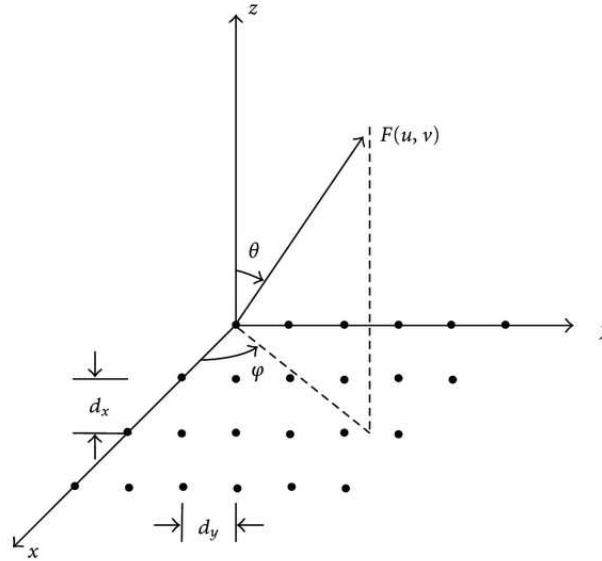
### 2.2.3.1 Array Lineal

En el caso de los arrays lineales esta simplificación es sencilla de realizar ya que se ve implicada una sola dirección de propagación. Siendo, como ejemplo, el vector  $\vec{r}_n = N * d * \vec{z}$  y definiendo  $A_n = a_n * e^{j\alpha_n}$ , siendo el tanto por 1 de la potencia entregada a la red de alimentación y  $\alpha_n$  a la fase con la que llega la alimentación a la antenna.

### 2.2.3.2 Array Planar

Respecto al array planar el cálculo del factor de array de este tipo de antenas es más complejo debido a que se debe tener en cuenta los efectos que surgen en las dos direcciones del plano en el que están desarrollados. Si el vector de posición estuviese en el plano  $\widehat{XY}$  definido  $\vec{r}_{m,n} = md_x \vec{x} + md_y \vec{y}$  dando como resultado una ecuación de factor de array tal que:

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_{m,n}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} * e^{jk_0 d_x \sin \theta \cos \varphi} * e^{jk_0 d_y \sin \theta \sin \varphi}$$



**Figura 2-10: Diagrama de Array Planar**

#### 2.2.3.3 Array Conformado

En este caso no se podrá separar el campo  $E_0$  del Factor de array debido a que no compartirán los elementos unitarios el mismo plano, no siendo la dirección de máximo apuntamiento el mismo entre antenas. Por lo cual, para describir el campo radiado de este tipo de antenas se debe acudir a la ecuación completa

$$\vec{E}_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_{0,n} * A_n * e^{-jk_0 \hat{r} \vec{r}_n}$$

#### 2.2.4 Tecnología implementada: Diodo Pin

La tecnología del diodo PIN se basa un diodo formado por 3 capas distintas. Una primera capa P, una segunda capa I, que es quien marca la diferencia respecto al resto de diodos, la cual está formada por un semiconductor intrínseco. Y por último una capa N. [2]

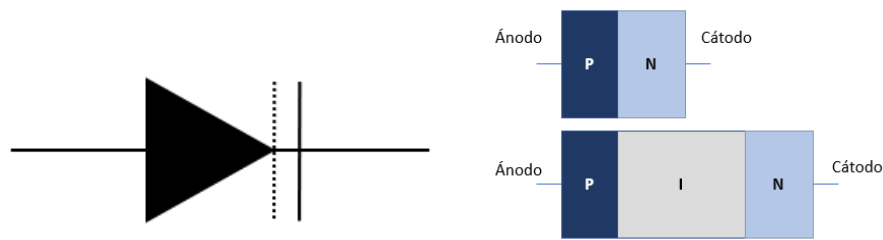
Se utiliza como conmutador en RF o alta frecuencia debido a que es capaz de modificar su resistencia según la polarización de la corriente que lo atraviesa. Esto implica que puede conmutar señales a gran velocidad siendo a su vez capaz de aguantar altas potencias sin introducir grandes distorsiones.

Los motivo para elegir componente como conmutador son: la gran libertad que aporta a la hora de conmutar (mayor que la de un conmutador estándar), las pocas pérdidas, debido a su bajo valor resistivo cuando está polarizado directamente, y su buena capacidad de aislamiento debido a su alto valor resistivo cuando está polarizado en inversa.

Se utilizan también como sustituto de los relés debido a una mayor fiabilidad.

Como desventaja ante sus homónimos es el bajo tiempo de recuperación de una polarización inversa que tienen estos componentes.





**Figura 2-11: Diodo PIN**

#### **2.2.4.1 Otras Tecnologías**

En lo que a tecnologías aplicadas al beamforming, o manipulación del diagrama de radiación de una antena se utilizan ocasionalmente también otras tecnologías como pueden ser.

- **Conmutadores / Switch RF:** Elementos capaces de seleccionar electromecánicamente entre varios caminos. Su implementación es sencilla y suelen necesitar para su funcionamiento una alimentación para el chip en cuestión y una o varias señales digitales que configuren el estado deseado permitiendo así conducir la señal por un camino. En este caso el diodo pin aporta más versatilidad que este elemento como se puede apreciar en el trabajo realizado por Paula Sanchez Dancausa. [1] [4]
- **Diodos Varactores:** Diodos capacitados con la habilidad de modificar su capacitancia mediante control de tensión. Variando este valor puede dejar pasar o no la señal considerandose una alta impedancia o una resistencia mínima al paso de la señal.

## 3 Caracterización de diodos PIN

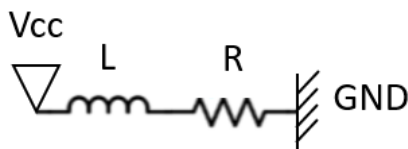
### 3.1 Objetivo

El objetivo de este primer paso del trabajo es ser capaces de conocer y comprender cómo afectará las características de este tipo de conmutadores en nuestro diseño. Para ello, se debe hacer una caracterización del diodo que se adecúe lo máximo posible al modelo real.

Basándonos en los datasheet de los diodos seleccionados [12] [13], podremos conocer las características y realizar un ajuste fino para poder incluir su modelo a las simulaciones posteriores para el diseño de la red de alimentación.

Para ello se diseña una red RLC equivalente a los dos modos de comportamiento del diodo, Polarización directa o conducción y Polarización inversa o aislamiento. En el datasheet de los diodos elegidos se aporta un valor de los componentes equivalentes de la red RLC en una frecuencia de 1 GHz, en nuestro caso, al estar trabajando en una frecuencia central de 3.5 GHz se deberán recalcular y hacer un ajuste fino de estos valores.

Polarización directa



Polarización inversa

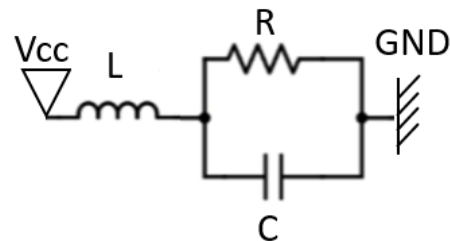


Figura 3-1: Equivalente Circuital del diodo PIN

Para verificar que la caracterización ha sido efectiva, se realizarán unas PCB de evaluación. De estas PCBs se obtendrá los parámetros S de los diodos para poder comparar los resultados simulados frente a un caso de medida real.

### 3.2 BAR64-02V

Este encapsulado (SC79, apreciable en el datasheet) está formado por un solo diodo. Eso implica que se caracterizará en solo dos modos de funcionamiento, permitiendo el paso de la corriente (también denominado a lo largo de este trabajo como estado ON o polarización directa) y en estado de bloqueo de corriente (denominado como OFF o polarización inversa).

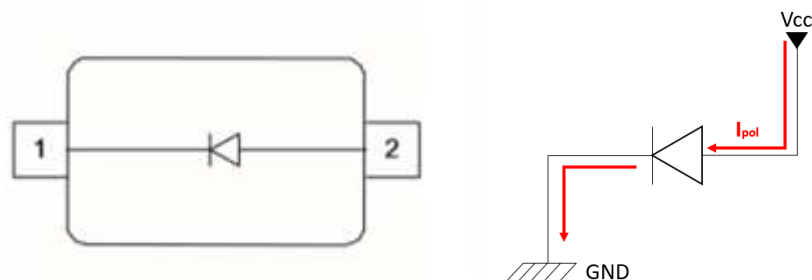
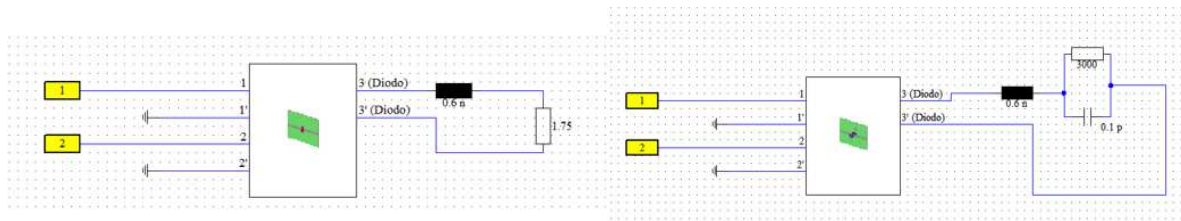


Figura 3-2: Encapsulados BAR64-02V y esquema de polarización directa

Siendo  $I_{pol}$  en la figura 3-2 anterior la corriente que atraviesa al diodo para polarizarlo directamente,  $V_{cc}$  la tensión y GND la tierra o *ground*.

Para simular el comportamiento de este componente se realizará en un entorno de simulación compartido dentro de un mismo software. El software utilizado será el CST Studio, el cual permite caracterizar el comportamiento discreto de componentes y sumar los efectos de este comportamiento a los calculados en el modelado 3D. En este modelado 3D se caracterizará el diodo como un puerto discreto, teniendo en cuenta a la hora de simular, el tamaño de los path del encapsulado y todo aquello que acerque al caso más real posible.



**Figura 3-3: Esquemático CST para el diseño del diodo a) Polarización directa b) Polarización inversa**

Con la información obtenida en el datasheet se realizarán pruebas con distintos valores en los componentes de la red RLC y se comparará, como se indica en el apartado 4, con la placa de evaluación construida.

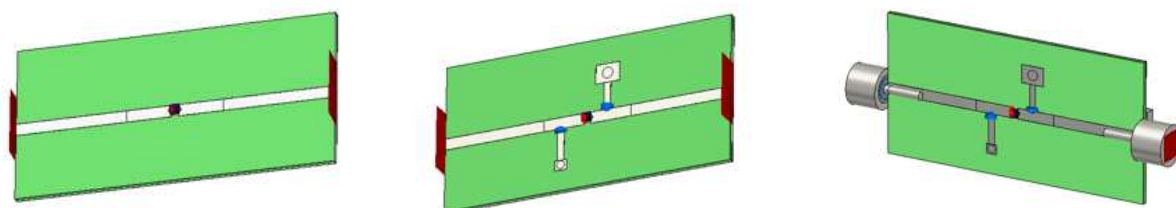
Se harán tres tipos de simulaciones diferentes con las que contrastar las medidas de la placa de evaluación que se realice con respecto a las simulaciones. Cada cual añadiendo un punto de complejidad a la placa para evaluar como afectan a la simulación y caracterización del diodo.

1- Un primer caso donde solo se contemplará el resultado del diodo y las líneas de transmisión de la PCB.

2- Una segunda aproximación donde se añadirá el efecto de los paths necesarios para la alimentación del diodo, contemplando las vías necesarias a realizar para la alimentación de este y las bobinas de choque utilizados para aislar los efectos entre continua y radiofrecuencia. No se incluyen en el diseño el efecto de los condensadores de desacoplo ya que su efecto es calculado para que la señal RF pueda pasar a través del componente como si de un corto circuito se tratase, teniendo como objetivo la eliminación de la componente continua.

Los valores de la bobina de choque es de 15 nH., caracterizado en la simulación como un *lumped port*, el condensador de desacoplo que se utilizará tendrá un valor de 47 pF

3- Una tercera aproximación, la cual contemplará también el efecto de los conectores SMA necesarios para inyectar la señal de RF a la placa de evaluación, .



**Figura 3-4: Planos placas de evaluación BAR 64-02 a) Modelo básico, b) Modelo con efectos de pistas de alimentación adyacentes c) Modelo con conectores SMA**

### 3.3 BAR64-05

El proceso comentado para el encapsulado BAR64-02 será replicado para el comportamiento del BAR64-05. Teniendo en cuenta que en este caso tendremos más estados que simular debido a que se tendrán dos puertos de entrada y un puerto de salida. Los estados a estudio serán los adjuntos en la tabla siguiendo la nomenclatura del Datasheet

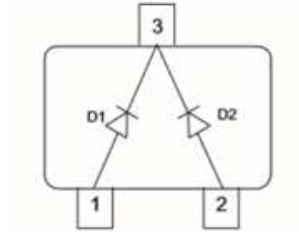


Figura 3-5: Esquema de composición BAR64-05 encapsulado SOT23

Tabla 3-1: Estados de Encapsulado BAR64-05

Estado	Diodos	
Ambos diodos polarización inversos	D1 OFF	D2 OFF
Camino P1-P3 activo	D1 ON	D2 OFF
Camino P2-P3 activo	D1 OFF	D2 ON
Ambos caminos directos	D1 ON	D2 ON

Los anchos de pista de las líneas de transmisión que se aprecian en el diseño serán a  $50 \Omega$ , a una frecuencia de 3.5 GHz tanto en las simulaciones del apartado del encapsulado BAR64-02V como BAR64-05 dando un ancho de pista de  $W_{50} = 1,69692 \text{ mm}$  y la longitud de la pista será siempre de  $n * \lambda_{\mu}/4$  de cualquier puerto al diodo, siendo  $n$  siempre un número entero.

Se añade a continuación imágenes de como se ha simulado este encapsulado y los resultados obtenidos en la caracterización.

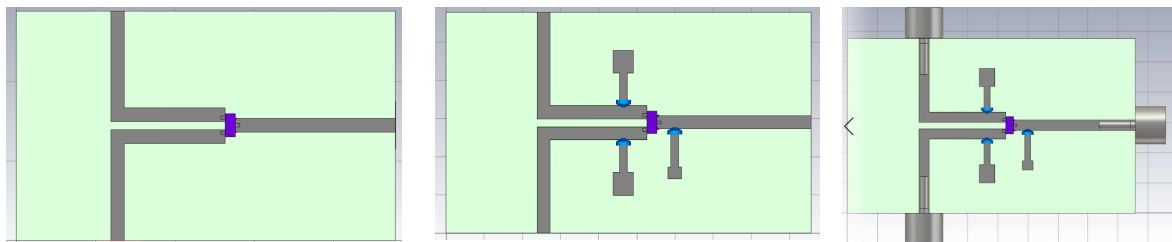


Figura 3-6: Modelado 3D diodo BAR64-05 a) Simple b) con pistas DC c) Conectores SMA

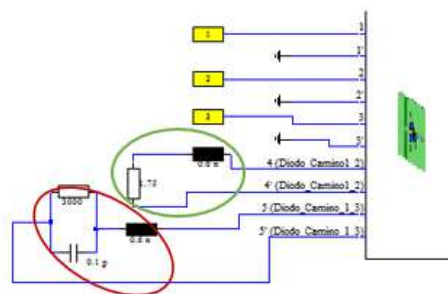


Figura 3-7: Modelado esquemático diodo BAR64-05

## 4 Construcción y medida de Placas de evaluación

### 4.1 Placa de evaluación BAR64-02 y BAR64-05

Como se ha comentado en el capítulo anterior, se realizarán PCBs con las que comparar la precisión de la caracterización.

En este capítulo se procederá a explicar los pasos seguidos para la construcción de las placas de evaluación y como se han realizado las medidas pertinentes.

#### 4.1.1 Diseño de planos mecánicos

El primer paso para su construcción será realizar los planos necesarios de las diversas capas que compondrán el plano necesario para poder fabricar.

El sustrato elegido para estos diseños y que se ha utilizado para las simulaciones, será el sustrato Taconic RF35, con una constante dieléctrica  $\epsilon = 3.5$ , y un espesor de 0.762 mm, el espesor del conductor es 0,018 mm.

Se ha elegido este sustrato con este espesor debido a que se adecua al compromiso Comportamiento RF / Accesibilidad-Coste para este trabajo. .

Partiendo de lo diseñado en el modelo 3D del software CST, se realizará los planos mediante AutoCAD, aprovechando su capacidad de dividir un diseño por capas y la gran versatilidad a la hora de poder trazar y ajustar los planos a lo diseñado. A continuación, se muestran los dos planos de las placas evaluadoras donde se podrá apreciar las capas.

En los planos realizados en AutoCAD:

- Contorno**: Perfil de la placa.
  - Taladros**: Perforaciones mecánicas que se realizarán en la placa completa
  - Pistas de conducción**: Pistas que conducirán las señales, RF y DC.
  - Vaciado**: Separación física de la alimentación frente a la referencia GND
  - Bottom**: Plano de masa (no se visualizara en es caso al coincidir la huella con el contorno).
- Estos colores no se corresponderan con los utilizados en el layout de ADS para realizar los gerbers.

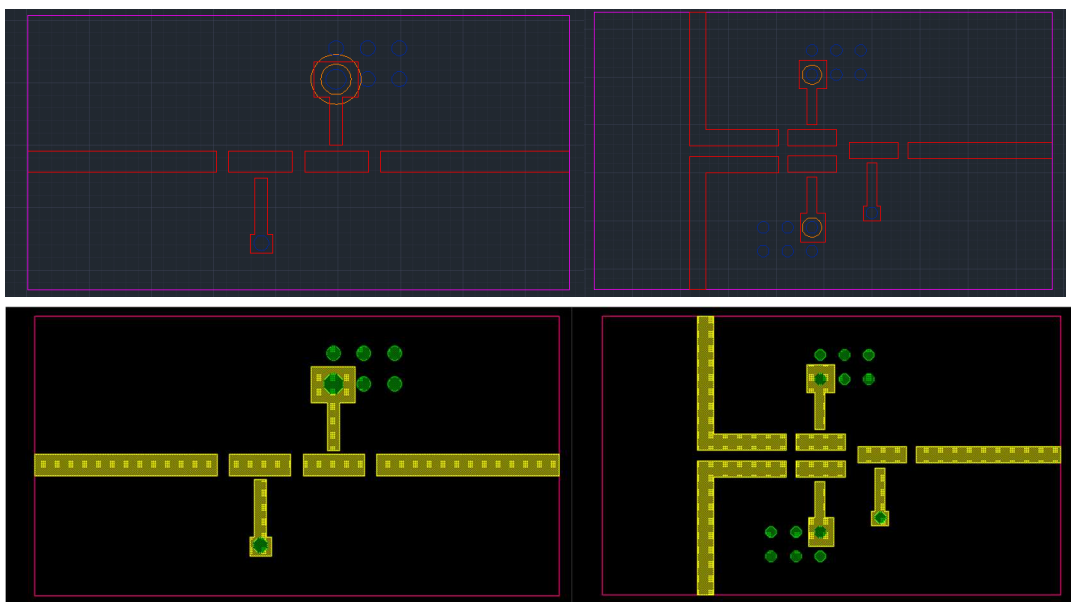


Figura 4-1: Planos AutoCAD y Layout ADS a) Placa de evaluación BAR64-02 b) Placa de evaluación BAR64-05

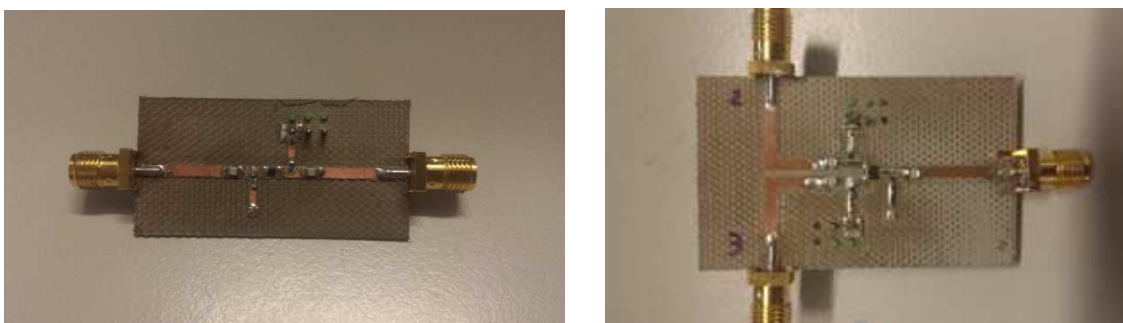
Una vez realizado los planos en AutoCAD, se exportará en formato .dxf las capas necesarias para procesarlas mediante el software Advanced Design System. En este software se realizará los ficheros Gerber, formato necesario para que la herramienta que va a realizar la PCB pueda realizarla adecuadamente, en este caso la fresadora que se dispone en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid

Las separaciones entre las pistas que se pueden apreciar serán donde deben ir posicionados los distintos componentes para soldarlos correctamente. Estos serán:

- El diodo en cuestión (su encapsulado sea BAR64-02V o BAR64-05)
- Bobinas de choque en el camino de la alimentación al diodo para evitar que señal RF pueda introducirse por este camino y afectar a la señal continua, evitando distorsiones de señal y preservando su integridad.
- Condensadores de desacoplo posicionados en el camino de la RF, para evitar que la alimentación del diodo pueda mezclarse con la señal RF.
- Clemas, para poder llevar la alimentación generada por la fuente a los puntos de interés.

#### 4.1.2 Construcción

Construida las PCBs, se soldarán los componentes, clemas, bobinas de choque, condensadores de desacoplo y los conectores SMA que sean necesarios según la placa sea de evaluación BAR64-02V o BAR64-05.



**Figura 4-2: Placa de evaluación construida A) BAR64-02V B) BAR64-05**

#### 4.1.3 Medidas

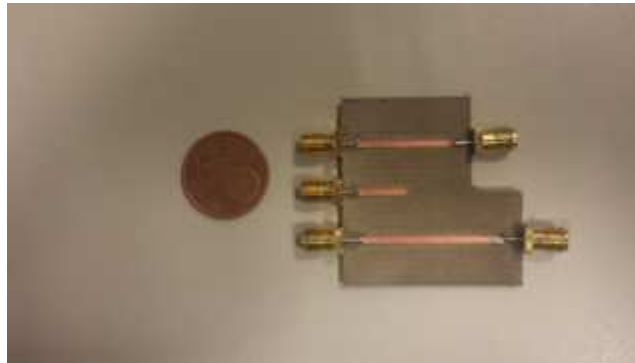
Para realizar las medidas de las distintas placas de evaluación se necesitará un Analizador de redes, y una fuente de alimentación que se encargará de la polarización del diodo o los diodos según la placa de evaluación sea BAR64-02V o BAR64-05.

El analizador de redes deberá ser calibrado, disminuyendo o eliminando el efecto de los cables en la medida de componente y aumentar la precisión de la medida. Si no se calibraran, introducirían pérdidas que podrían hacer parecer un comportamiento diferente al que en verdad tiene el componente. La calibración realizada será una calibración FULL2PORT donde se caracterizará la respuesta del analizador en la banda de frecuencia de interés su comportamiento en cada puerto cuando ven una impedancia de 50 Ohm (Load), un cortocircuito (short), un circuito abierto (open) y por último un Thru para caracterizar la transmisión directa de un puerto a otro.

Debido al rizado que se apreciará en las medidas que se mostrarán más adelante se busca una alternativa para afinar la caracterización del comportamiento del diodo.

Para ello, se diseñará, construirá y se utilizará una placa de calibración TRL, siglas correspondientes a Thru, Reflection and Line, con el mismo sustrato (Taconic RF35) y conectores usados en las placas de evaluación.

El valor que aporta esta PCB nueva utilizada para la calibración es la capacidad de suavizar o descontar de la medida los efectos de los conectores SMA y las pistas microstrip que van hacia el encapsulado o salen de él. Se Disminuyen posibles rizados y distorsiones de la medida.

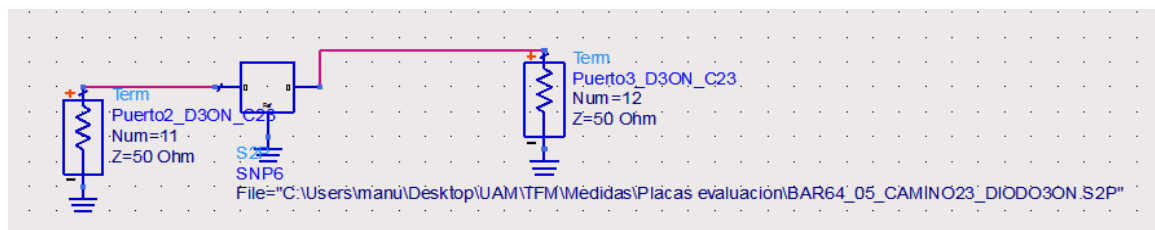


**Figura 4-3: Ejemplo de KIT TRL**

En el Anexo A se explicará de que consta está placa de calibración en mayor detalle y que parámetros se han utilizado para su diseño.

Construida la placa y realizada la calibración, se obtendrán los parámetros S en los diferentes modos de comportamiento de las dos placas de evaluación y se procesarán junto a las medidas simuladas mediante el software ADS para apreciar el parecido de la medida con lo simulado en el software CST.

A continuación se aprecia cómo se debe hacer si se utiliza el software ADS mediante el block S2P o S3P del conjunto DATA FILES y añadiendo los puertos de 50Ω. A las entradas y salidas.



**Figura 4-4: Carga de fichero de datos en ADS**

Este proceso se hará con todas las configuraciones de los diodos y contrastado contra las simulaciones.

Para elegir el modelo de simulación que más se aproxima a la realidad en la placa de evaluación que se mostraron en el apartado 3, se indica, bajo una misma composición de simulación (Redes LC y RLC con los mismos valores), la comparación con las medidas de la placa de evaluación del apartado 4.1.3.

Para facilitar el visionado de las gráficas, la traza de color **rojo** será la medida del primer modelo, **azul** el modelo con las pistas de alimentación y en **rosa** los resultados con los conectores, en cuanto



a las medias del analizador de la placa de evaluación serán, **cyan** para la medida con calibración Full2Port y en **morado** la medida de la placa de evaluación con calibración TRL

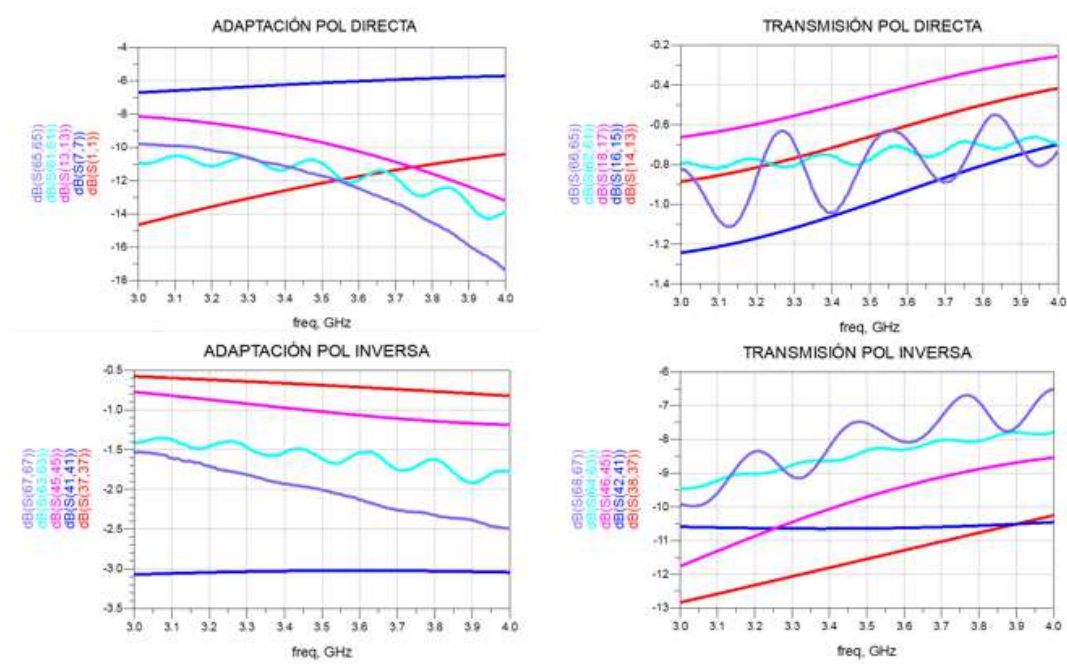


Figura 4-5: Comparación de modelos de simulación en BAR64-02V

Tabla 4-1 Resumen de propiedades de las traza seleccionada

	Adaptación	Transmisión
Pol directa	$S_{11} \leq -8 \text{ dB}$	$S_{21} \geq -0,9 \text{ dB}$
Pol Inversa	$S_{11} \geq -0.8 \text{ dB}$	$S_{21} \leq -8 \text{ dB}$

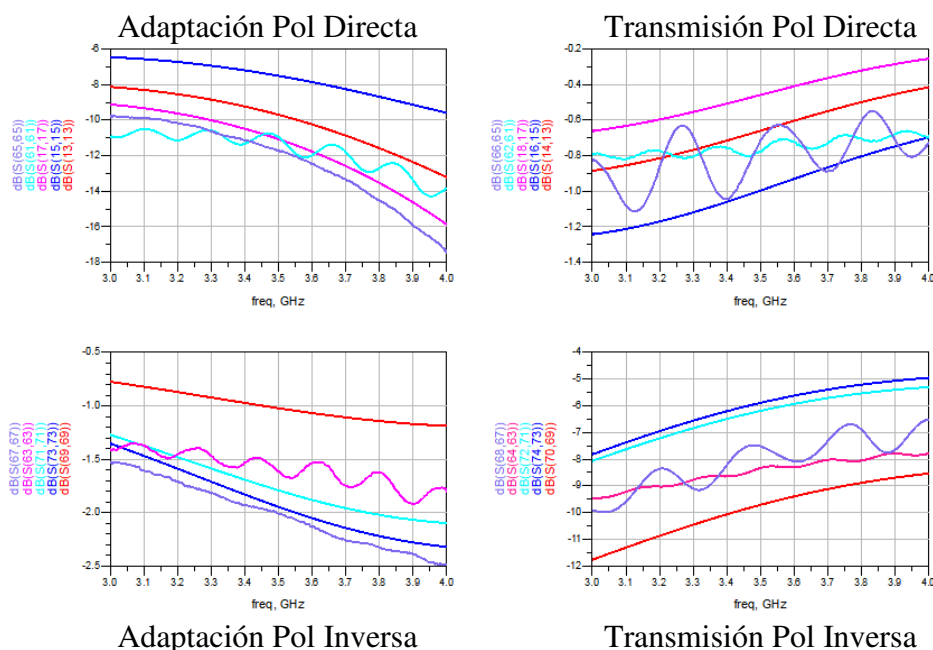
Se puede apreciar como, en todas las gráficas, las trazas **rosas** (Simulaciones con conectores SMA) se asemejan más a las trazas relacionadas con la medidas (**morada** y **cyan**), como era de esperar, ya que su composición era el más parecido a la realidad.

Validado el modelo de simulación se dispone a obtener los parametros concretos de las Redes RLC que caracterizan el diodo.

En este caso, se mostrarán un número reducido de pruebas para poder entrar el detalles de los resultados obtenidos.



Para ambas polarizaciones se mostrarán 3 pruebas realizadas



**Figura 4-6: Medidas Placa evaluación Bar64-02V frente a Simulaciones**

Para la polarización directa, la traza **roja** será la que más se aproxime a los resultados, y para la polarización inversa, la traza **cyan** será la que más se asemeje a estos.

Su configuración será:

Polarización Directa: Bobina = 0,6 nH y Resistencia  $R = 1.75 \text{ Ohm}$

Polarización Inversa: Bobina = 0.6 nH, Condensador = 0.17 pF y una resistencia de  $R = 3 \text{ k}\Omega$

**Tabla 4-2: Resumen de propiedades de las trazas seleccionadas para BAR64-02V**

	Adaptación	Transmisión
Pol directa	$S_{11} \leq -8 \text{ dB}$	$S_{21} \geq -0,9 \text{ dB}$
Pol Inversa	$S_{11} \geq -2 \text{ dB}$	$S_{21} \leq -5,8 \text{ dB}$

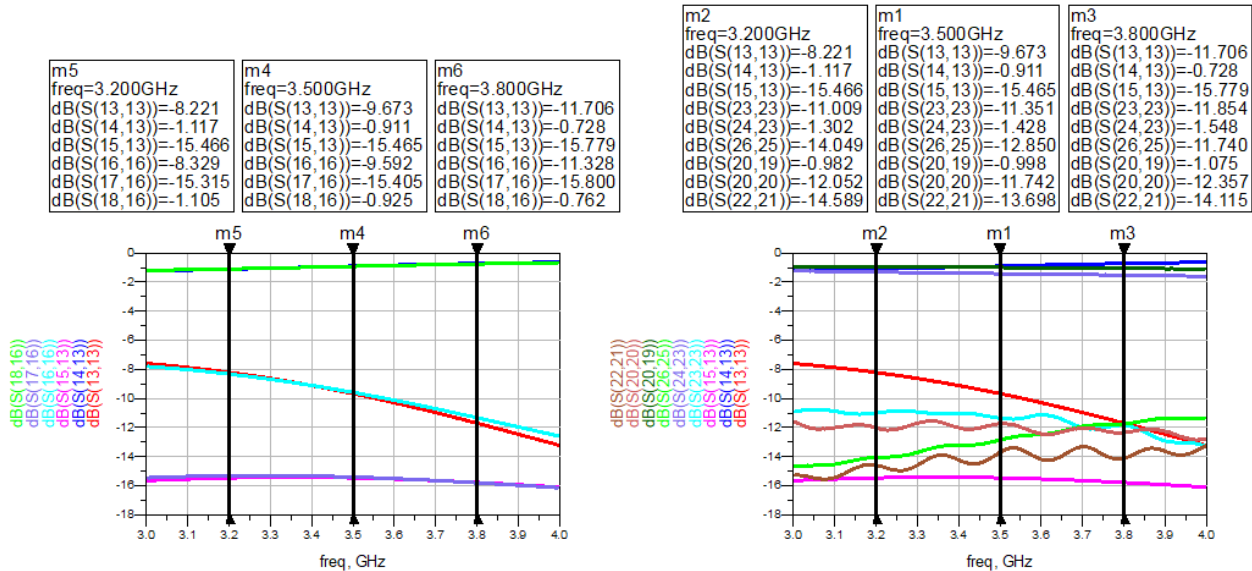
Con un valor de diferencia de  $\Delta S_{11} \approx 2.5 \text{ dB}$  a 3.2 GHz que se irá ajustando hasta  $\Delta S_{11} \approx 1 \text{ dB}$  a 3.8 GHz, y en transmisión  $\Delta S_{21} \leq 0.1 \text{ dB}$  y una diferencia de  $\Delta S_{21} \leq 0.2 \text{ dB}$ . Se prioriza la traza **roja** frente a la **rosa** debido a que se ajusta más en la transmisión de señal, donde el nivel es superior y un error en niveles de señal altos tiene más impacto que una desviación en niveles de señal bajos. Los mismos motivos serán los elegidos para la traza **cyan** en polarización inversa.

Se aprecia también la mejora de la medida de transmisión gracias a la calibración TRL (reduciendo su rizado,  $\Delta S_{21} < 0.1 \text{ dB}$  en polarización directa y  $\Delta S_{21} < 0.5 \text{ dB}$  en polarización inversa frente a los valores obtenidos mediante la calibración Full2Port con rizados de  $\Delta S_{21} \approx 0.5 \text{ dB}$  para el primer caso y  $\Delta S_{21} \approx 1.75 \text{ dB}$  para el segundo.

Se puede ver que en la adaptación el efecto sufrido es el inverso, sin embargo, la pendiente de la medida de adaptación obtenida al calibrar con el Kit TRL se asemeja más a la obtenida en la simulación que la envolvente de la adaptación de la medida con la calibración Full2Port. El no haber podido eliminar completamente estos efectos puede ser debido a imprecisiones en la fabricación, el efecto de las soldaduras realizadas manualmente y defectos de la propia fabricación.

Se comprueba el efecto de los parametros elegidos para la caracterización del diodo en el encapsulado BAR64.02 en las simulaciones de la placa de evaluacion BAR64-05, con conectores SMA y enfrentado las simulaciones a las medidas de la fabricación. Se mantienen los parámetros ya que aunque el encapsulado difiera, los diodos que los componen son los mismos.

Los resultados obtenidos son los siguientes:



**Figura 4-7: Resultados de validación BAR64-05**

En la primera gráfica se aprecia cómo la simulación demuestra la simetría y el igual comportamiento entre caminos. Cuando un diodo u otro está activo, se puede ver el mismo comportamiento, el cual es muy similar al obtenido en la caracterización del diodo en la placa de evaluación BAR64-02V. Se observa un ligero incremento de pérdidas debido a que el camino que tiene que recorrer la señal es ligeramente mayor.

En la segunda gráfica se compara el comportamiento de una sola configuración (diodo del puerto 2 activado y puerto 3 desactivado) frente a las medidas obtenidas para ambos caminos en sus distintos estados (camino puerto 2 activo, camino puerto 3 desactivado y camino puerto 2 desactivado, camino puerto 3 activado). En este caso, sí se muestra la medida de ambos caminos con ambas configuraciones ya que se podrá apreciar pequeñas diferencias debido al montaje manual (soldadura manual, paths del encapsulado no totalmente centrado, imperfecciones típicas de la fabricación).

La suma de todos estos efectos e irregularidades da como resultado en transmisión una diferencia máxima entre las medidas frente a la simulación de  $\Delta S_{21} \leq 0.72$  dB, que se da en la parte alta de la banda de frecuencias (3.8 GHz), entre la medida de los caminos este valor será de  $\Delta S_{21} \leq 0.3$  dB. En adaptación se ve como se ha obtenido una mejor adaptación en las medidas siendo mejor en aproximadamente  $\Delta S_{11} \approx 2$  dB. Para facilitar el entendimiento de la gráfica las trazas rojas, azul marino y rosa pertenecerán a la simulación, mientras que el resto pertenecerá a las medidas de los caminos. La diferencia por efecto de la fabricación se puede apreciar de una manera más sencilla la diferencia en el rizado que se obtiene en las medidas de adaptación, o en la medida de aislamiento.

A modo resumen se adjunta una tabla para facilitar el entendimiento de la explicación dada en los anteriores párrafos

**Tabla 4-3: Resumen de parámetros obtenidos para BAR64-05**

	<b>Solo Puerto 2 habilitado</b>	<b>Solo Puerto 3 habilitado</b>
<b>Simulación</b>	$S_{11} \leq -8 \text{ dB}$	$S_{11} \leq -8 \text{ dB}$
	$S_{21} \geq -1,2 \text{ dB}$	$S_{21} \geq -1,2 \text{ dB}$
	$S_{31} \leq -15 \text{ dB}$	$S_{31} \leq -15 \text{ dB}$
<b>Medidas</b>	$S_{11} \leq -11 \text{ dB}$	$S_{11} \leq -11 \text{ dB}$
	$S_{21} \geq -1,6 \text{ dB}$	$S_{21} \geq -1,2$
	$S_{31} \leq -11 \text{ dB}$	$S_{31} \leq -13 \text{ dB}$

Una vez dado por válida la caracterización de ambos elementos, BAR64-02V y BAR64-05 se pasará a diseñar los divisores que conformarán la red de alimentación.

## 5 Diseño, construcción y medida de divisores de potencia

### 5.1 Objetivo

El objetivo principal de este capítulo es el diseño de un divisor de potencia tri-estado que se integrará en una red de alimentación a 3 niveles para poder alimentar los 8 elementos radiantes que conforman el array.

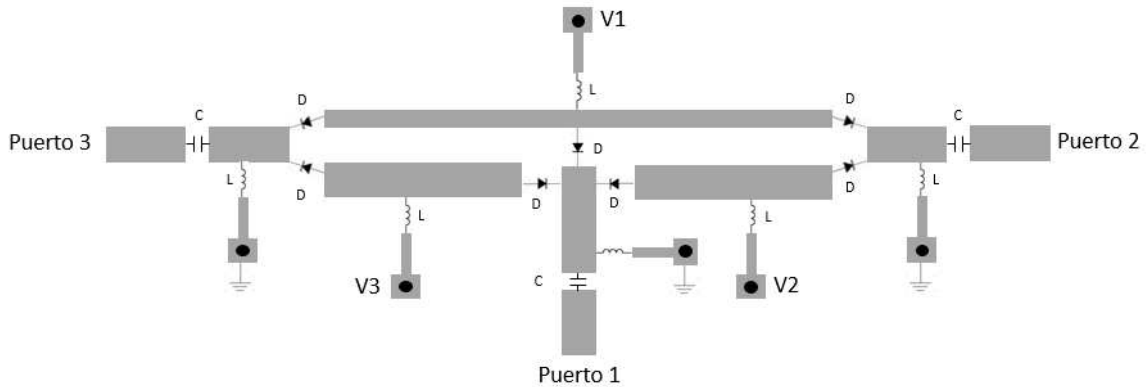


Figura 5-1: Ejemplo divisor de potencia tri-estado

Se explicará todo el proceso seguido a la hora de diseñar, construir y medir los distintos divisores que han derivado desde un diseño principal

Gracias a los 3 estados que aportarán estos divisores, junto con su implementación a 3 niveles, se crea una red de alimentación de 1 entrada 8 salidas configurable que aportará una gran versatilidad y capacidad *beamforming*. Los estados que se podrán configurar serán

- Estado 1: La señal va del puerto 1 al puerto 2
- Estado 2: La señal va del puerto 1 al puerto 3
- Estado 3: La señal se distribuirá de manera equitativa de puerto 1 a los puertos 2 y 3.

Los caminos activos serán sombreados en las figuras 5-2 y en adelante para apoyar las explicaciones:

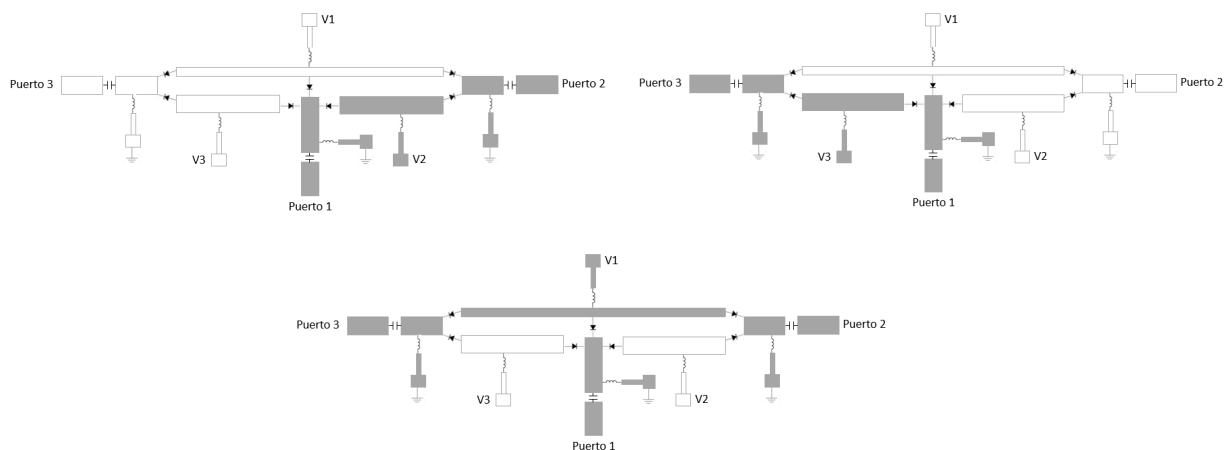


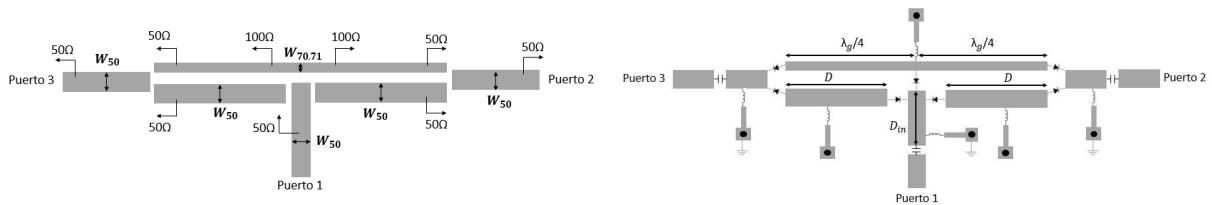
Figura 5-2: Estados posibles del divisor tri-estado a) Estado 1 b) Estado 2 c) Estado 3

## 5.2 Diseño divisor genérico tri-estado

Se inicia diseñando un divisor genérico, que contenga los 3 estados para verificar que la topología y el concepto del diseño es adecuado para solucionar el problema que se está tratando.

Como detalles del diseño se deberá tener en cuenta:

- Las líneas de transmisión para los estados 1 y 2 deberán tener una impedancia característica de  $50\Omega$ . Ya que su función será llevar toda la señal por un solo camino y la impedancia características del generador,  $Z_g = 50\Omega$ .
- La línea de transmisión del estado 3 debe ser un transformador de impedancias  $\lambda_\mu/4$  que realice la transformación de una impedancia de  $Z_{01} = 100\Omega$  a una de  $Z_{02} = 50\Omega$ , eso implica que deberá tener una impedancia característica que se puede calcular mediante la ecuación  $Z_0 = \sqrt{Z_{01} * Z_{02}}$  por lo que  $Z_0 = \sqrt{50 * 100} = 70.71\Omega$  y una longitud eléctrica de  $\beta = \frac{2 * \pi * d}{\lambda} = 90$  grados, es decir,  $d$  será una longitud física de  $\lambda_\mu/4$ , donde  $\lambda_\mu$  es la longitud de onda en la pista microstrip.



**Figura 5-3: Anchuras, longitudes de pista e impedancias del divisor tri-estado**

Los anchos de pista  $W_{50}$  tendrán una medida de 1,6969 mm, mientras que la pista  $W_{70,71}$  tendrá una anchura de 0.9137 mm. En cuanto a las longitudes en las ramas individuales se buscará una longitud eléctrica también de  $90^\circ$  para mantener en la medida de lo posible la misma fase en la señal de salida según sea su configuración. La longitud  $\lambda_\mu/4$  de la pista microstrip estará en torno a 13 mm (para un ancho de pista determinado se ve ligeramente variado este valor).

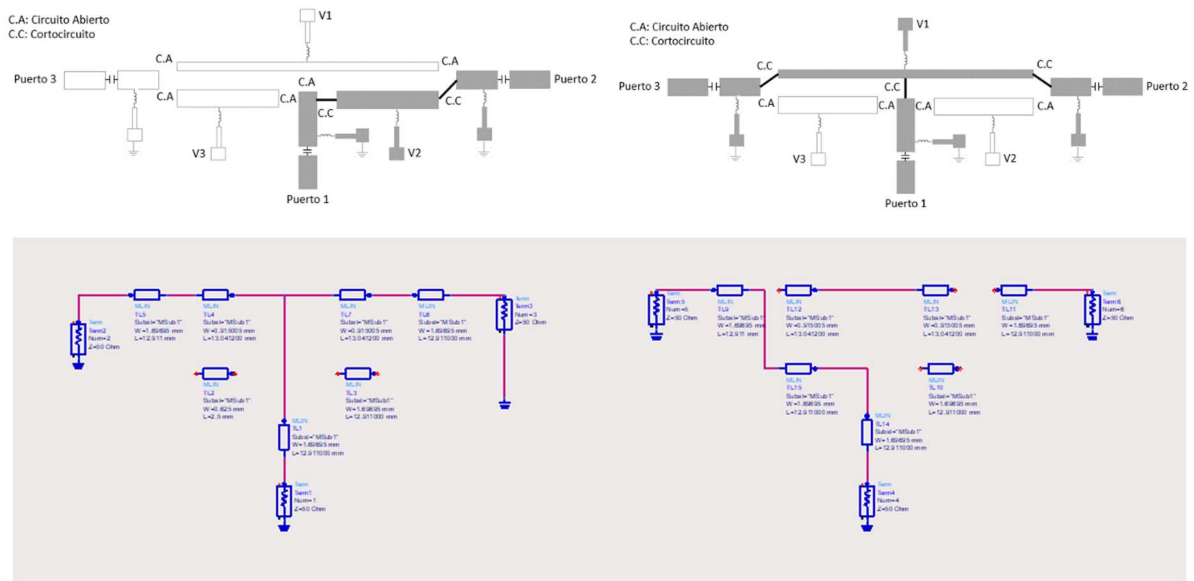
Para calcular la longitud eléctrica necesaria se utilizará la herramienta aportada por el SW ADS llamada *Line Calc* donde se puede calcular los anchos y longitudes de pistas necesarios según las características del sustrato que se esté utilizando (Taconic RF35 con 0.762 mm de espesor)

En un caso ideal, los estados 1 y 2 deberían presentar unos niveles de transmisión de  $SN1 = 0dB$ , siendo  $N$  el número de puerto activado y un  $S_{11} = -\infty dB$ , lo que indicaría una adaptación absoluta y una transmisión perfecta. Esto no será así por las diversas pérdidas (radiación, pérdidas por dieléctrico, etc.) existentes.

En el caso del estado 3 el parámetro  $S_{21}$  y  $S_{31}$ , deberían ser iguales -3 dB debido a que se reparte la señal a dos puertos diferentes con la misma potencia.

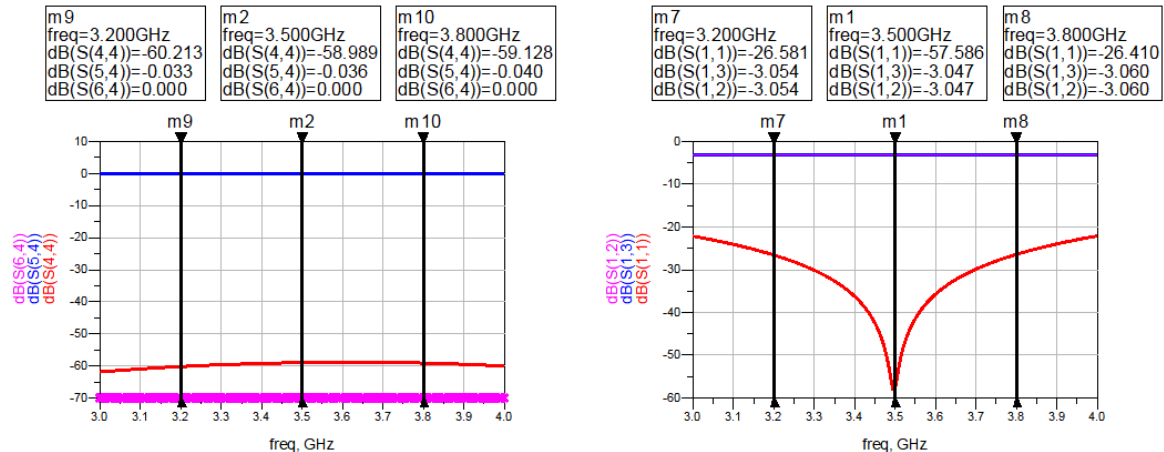
Para comprobar que el diseño de las pistas RF y la topología del divisor está bien planteadas, se hará de manera progresiva, distintas simulaciones del divisor partiendo de un diseño ideal a un diseño real.

De tal forma que los distintos estados quedan tal que: (se omite el esquema del estado 2 al igual que sus resultados, a no ser que se deba matizar algún detalle sobre su disposición, ya que serán iguales a los obtenidos para el estado 1, en aras de optimizar la extensión de la memoria y facilitar su lectura)



**Figura 5-4: Diseño de modelo divisor Tri-estado ideal**

Se puede ver en los resultados mostrados en la figura 5-5 como para el estado 1 y 2, la transmisión será prácticamente absoluta, tomando unos valores de adaptación en la puerta de entrada casi ideales, en cuando al aislamiento, se puede apreciar como es prácticamente total en el camino no activo, estando por debajo de  $S_{31} \leq -70\text{dB}$ . En el estado 3, la división de potencia es prácticamente ideal (objetivo  $S_{21}=S_{31}=-3\text{dB}$ , Resultado  $S_{21}=S_{31}=-3.05\text{dB}$ ) con una resonancia en adaptación clara centrada en la frecuencia central del diseño 3.5 GHz.

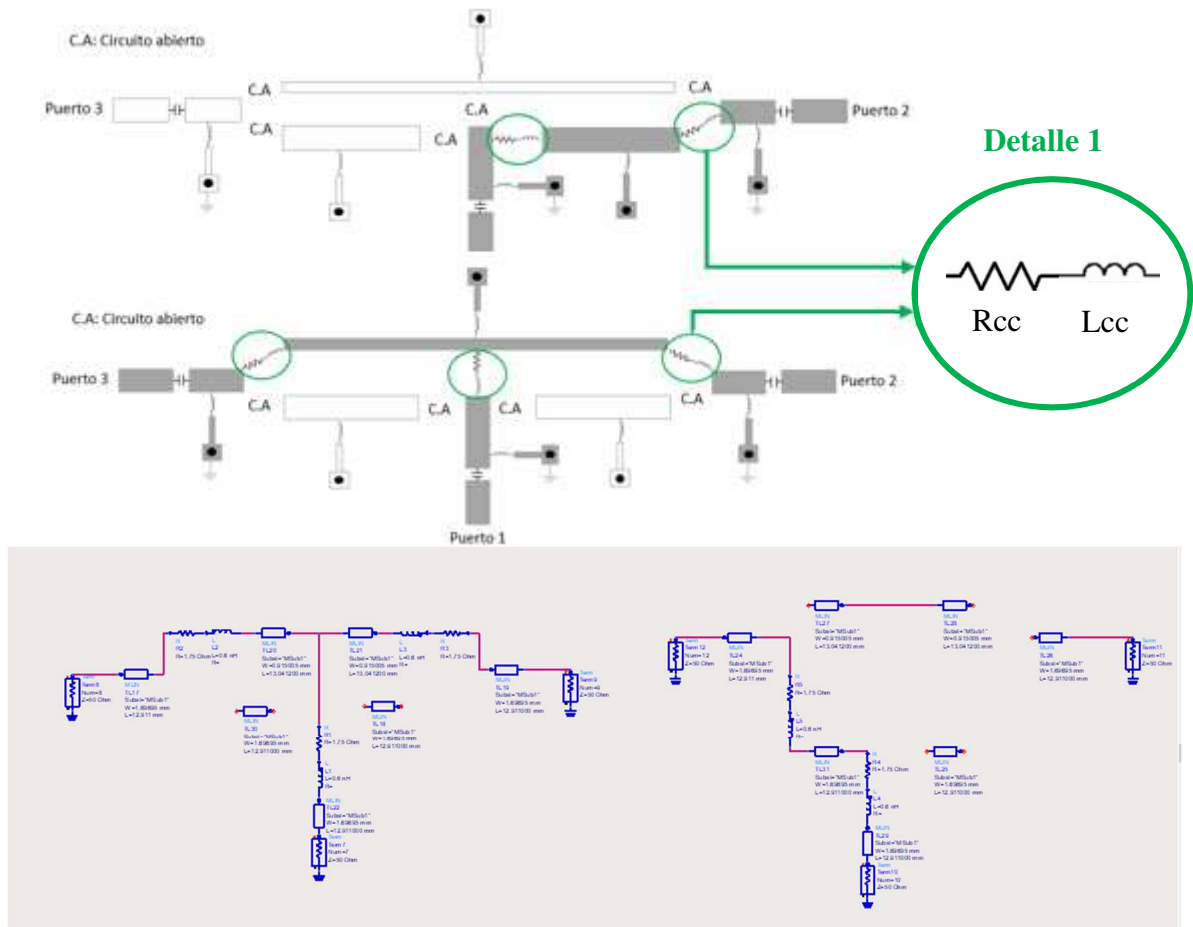


**Figura 5-5: Resultado de modelo divisor Tri-estado ideal**

Con los resultados obtenidos se puede dar por validada la topología del divisor, sabiendo que idealmente cumpliría con los objetivos marcados en su diseño.

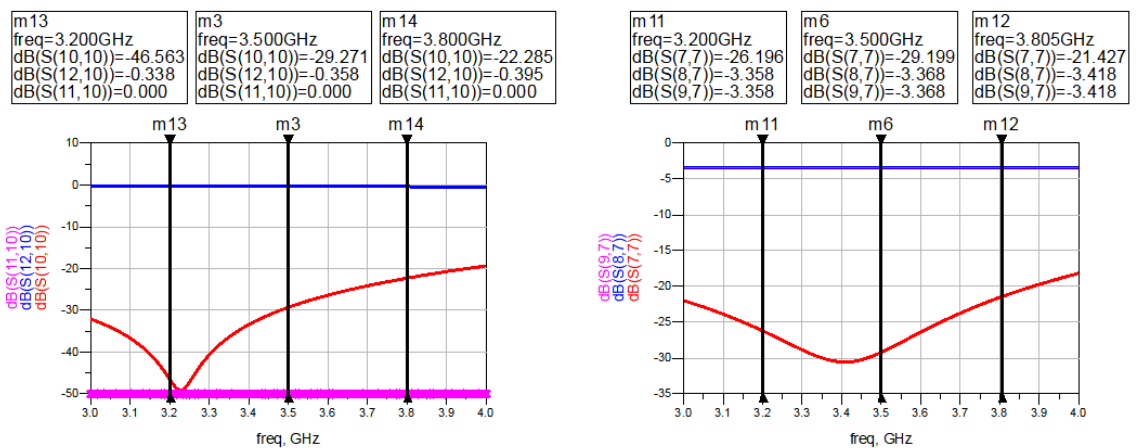
El siguiente paso será introducir el efecto de la caracterización del diodo, analizando así los efectos que puede introducir estos dispositivos no ideales. Para analizar bien los efectos, en un principio solo se sustituirán los cortocircuitos por el equivalente circuital explicado en el capítulo 3. De tal manera que se podrá validar este comportamiento de una manera aislada.

Siendo el valor de  $R_{cc} = 1.75 \Omega$  y  $L_{cc} = 0.6 \text{ nH}$ , obtenidos en el capítulo 3.



**Figura 5-6: Diseño de modelo divisor Tri-estado con polarización directa**

En cuanto a los resultados obtenidos:



**Figura 5-7: Resultados de modelo divisor Tri-estado con polarización directa**

Se aprecia un pequeño incremento de pérdidas en la transmisión, en un rango de [0-2 - 0.3] dB en ambos casos respecto a los obtenidos idealmente, incremento de pérdidas acorde con lo estimado en la caracterización del diodo. En cuanto a la adaptación en el puerto de entrada, se detecta un

desplazamiento de la resonancia en dirección de la baja frecuencia pero manteniendo unos niveles de -20 dB en toda la banda de frecuencias para los diversos casos. Estos valores hacen llegar a la conclusión de que la caracterización del diodo en polarización directa no comprometerá el funcionamiento del divisor.

Como último paso de la verificación del diseño, se introducen los efectos de la polarización inversa de los diodos para los caminos desactivados. De esta manera se podrá verificar que la caracterización del diodo en inversa es correcta y realizar un ajuste fino si fuese necesario al diseño para poder implementarlo en la red de alimentación final.

Los estados 1 y 3 quedarán dispuestos de la siguiente manera:

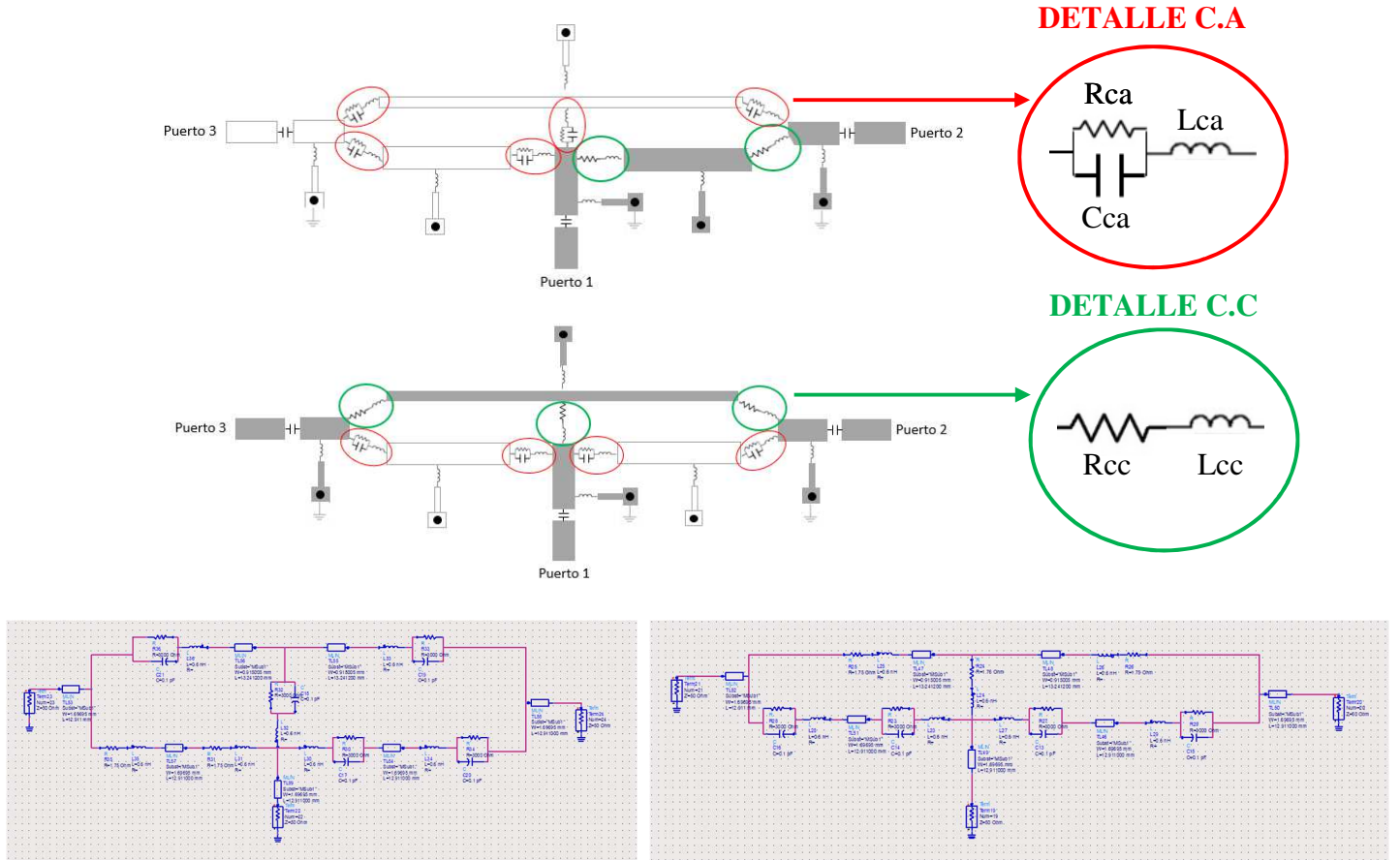


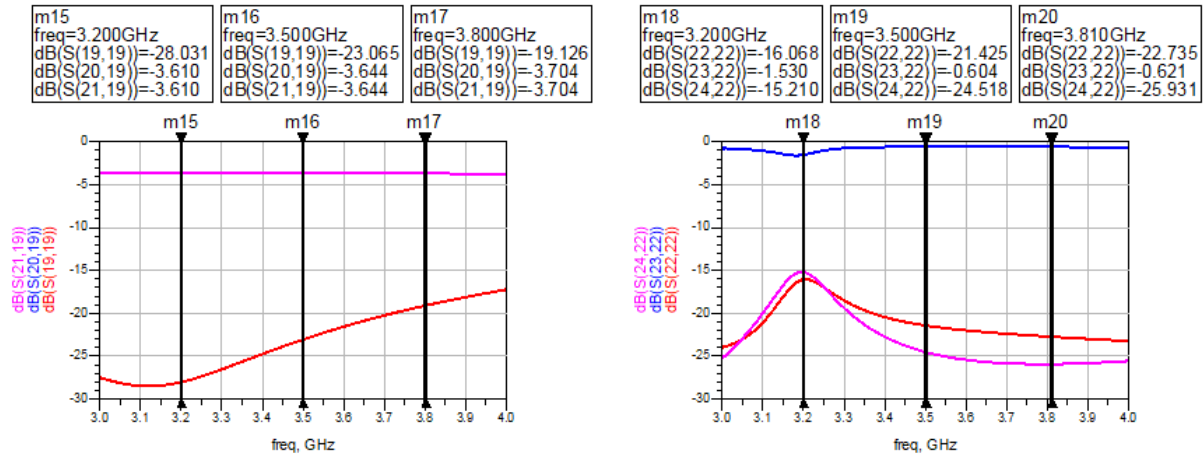
Figura 5-8: Diseño de modelo divisor Tri-estado completo.

Donde  $R_{cc}$  y  $L_{cc}$  son igual a  $\gamma$ , y  $R_{ca}$ ,  $C_{ca}$  y  $L_{ca}$  son iguales a :

- $R_{cc} = 1.75 \Omega$
- $L_{cc} = 0.6 \text{ nH}$
- $R_{ca} = 3000 \text{ k}\Omega$
- $C_{ca} = 0.17 \text{ pF}$
- $L_{ca} = 0.6 \text{ pF}$



Al introducir el efecto de la caracterización de polarización inversa en el diodo se obtienen los siguientes resultados.



**Figura 5-9: Resultados del diseño completo a) Camino de división b) Camino individual**

Son varios los efectos que se podrán analizar aportados por la introducción de la polarización inversa del diodo.

En un comienzo se ve un suavizado y desplazamiento de la resonancia que existía en la adaptación para el estado 3. Empeorando ligeramente su nivel siendo este  $S_{11} \leq -19$  dB, siendo su diferencia  $\Delta S_{11} \leq 2$  dB en toda la banda de trabajo. Los efectos en la transmisión es un pequeño empeoramiento de nivel siendo  $S_{21} \geq -3.7$  dB en toda la banda de trabajo. Lo cual son valores aceptables y esperados.

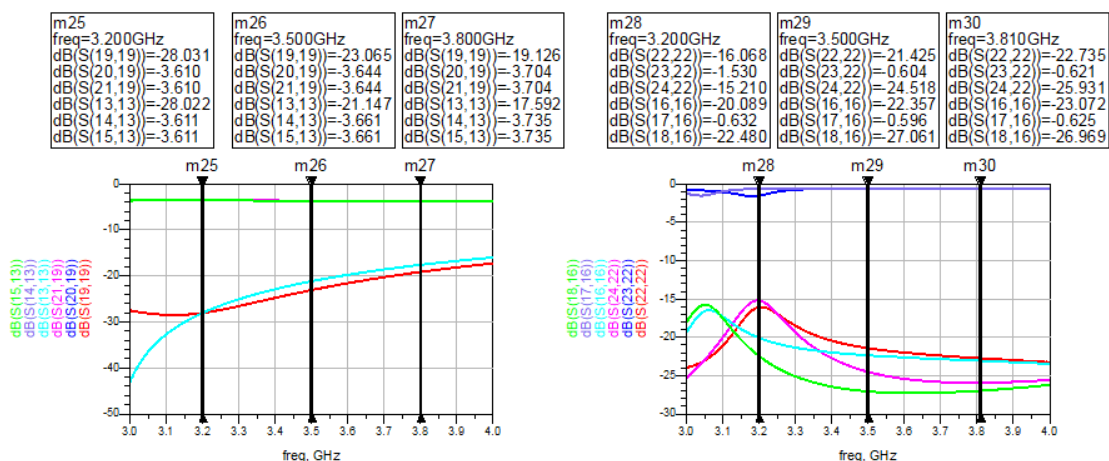
En cuanto a los estados 1 y 2, se ve una ligera resonancia en la transmisión en las frecuencias bajas de nuestra banda de interés. Este efecto reflejado en la adaptación y aislamiento en estos estados. Empeorando hasta tener un valor de  $S_{11} \leq -15$  dB en toda la banda de trabajo.

A pesar de ser aceptables los valores obtenidos, se realiza un reajuste fino para optimizar el funcionamiento de los divisores, ya que a lo largo de la red se irán sumando todos los efectos o desviaciones obtenidas, pudiendo dar origen mayores rizados de los deseados o potencias inferiores al objetivo.

La optimización realizada se basa en modificar la impedancia del camino que distribuye la potencia tanto al puerto 2 como al puerto 3, de una impedancia característica de  $Z_{01}=70.71 \Omega$  a una  $Z_{01}=68 \Omega$  con la una longitud ligeramente mayor al  $\lambda_{\mu}/4$  inicialmente diseñado, siendo la longitud eléctrica calculada  $E=95^\circ$ .

En cuanto a los caminos individuales se mantiene la anchura de pista para mantener el valor de la impedancia característica  $Z_0=50\Omega$  y una longitud  $\lambda_{\mu}/4$ .

A continuación se mostrarán los valores obtenidos en este reajuste fino y se comparará con los obtenidos inicialmente.



**Figura 5-10: Comparación de Resultados simulación optimizado vs Original a) Camino División b) Camino Individual**

Los resultados obtenidos serán mostrados por las trazas **cyan**, **verde** y **morado** frente a las medidas originales **rojo**, **azul** y **rosa** respectivamente. Para facilitar el entendimiento de las gráficas se añade a modo resumen una tabla con las características fundamentales obtenidas

**Tabla 5-1 Resumen de Resultados de comparacion Divisor Original frente a Optimizado**

	Estado 1 y 2	Estado 3
<b>Simulacion Original</b>	Adaptación $\leq -16$ dB	Adaptación $\leq -19$ dB
	Transmisión $\geq -1,5$	Transmisión P2 $\geq -3,7$ dB
	Aislamiento $\geq -15$ dB	Transmisión P3 $\geq -3,7$ dB
<b>Simulacion Optimizada</b>	Adaptación $\leq -20$ dB	Adaptación $\leq -17$ dB
	Transmisión $\geq -0,7$	Transmisión P2 $\geq -3,8$ dB
	Aislamiento $\geq 22$ dB	Transmisión P3 $\geq -3,8$ dB

Para el estado 3 en la adaptación se ve cómo aparece una resonancia en torno a 3 GHz, que aunque quede fuera de la banda de trabajo es digno de apreciación. La adaptación del nuevo divisor mantiene valores de adaptación similares aunque ligeramente peores que los anteriores.  $S_{11} < -17$  dB en toda la banda de trabajo frente a los  $S_{11} < -19$  dB originales. En transmisión no se aprecia prácticamente ninguna variación para este caso.

Para los estados 1 y 2, se ve cómo claramente se ha conseguido un desplazamiento de la resonancia en transmisión, ahora posicionada fuera de la banda de trabajo. Efecto que se ve también tanto en el aislamiento del camino desactivado como en la adaptación del divisor. Este comportamiento hace que la adaptación con el nuevo divisor este  $S_{11} < -20$  dB en toda la banda de trabajo frente a los  $S_{11} < -15$  dB que se tenían anteriormente. Para la transmisión se ve una mejora en la zona conflictiva de la medida de  $\Delta S_{21} \approx 0.9$  dB de diferencia.

Se realizará el divisor optimizado en CST para comprobar los efectos en un entorno de simulación 3D y así comparar el diseño realizado en ADS a su semejante en CST Studio.

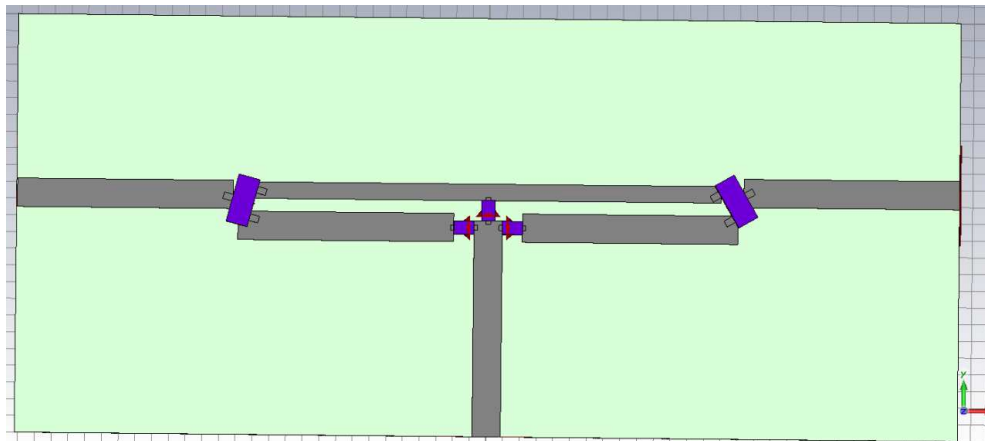


Figura 5-11: Diseño CST de modelo optimizado de divisor tri-estado

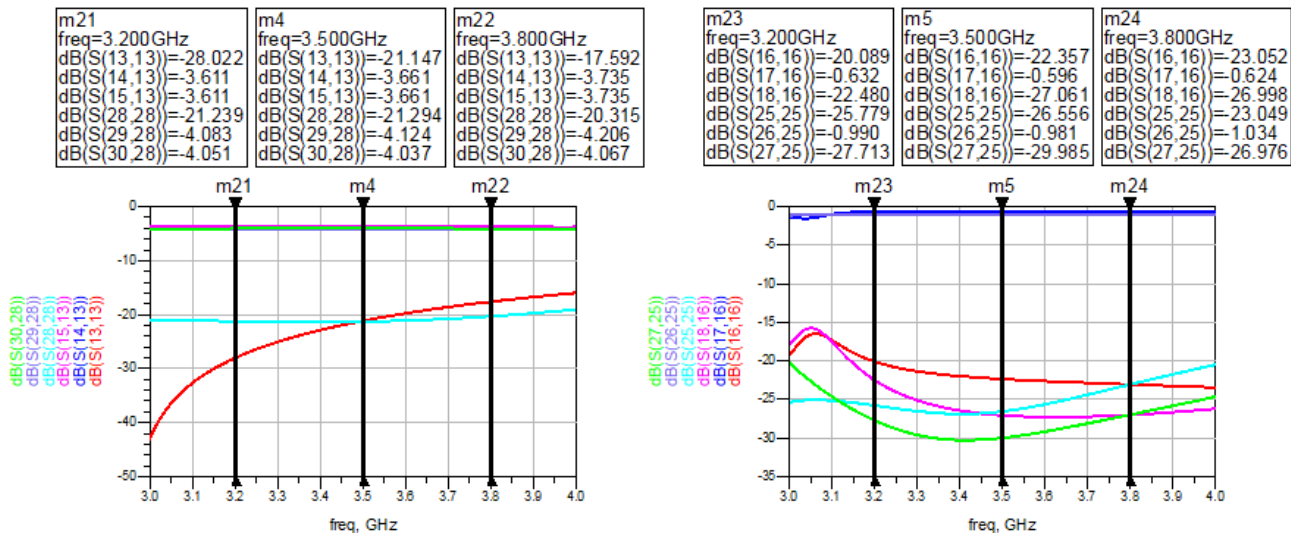


Figura 5-12: Comparación Resultados simulación ADS vs CST a) Camino División  
b) Camino Individual

Tabla 5-2: Resumen de parámetros obtenidos en la comparación ADS frente a CST

	Estado 1 y 2	Estado 3
Simulacion ADS	Adaptación $\leq -20$ dB	Adaptación $\leq -17$ dB
	Transmisión $\geq -0,7$ dB	Transmisión P2 $\geq -3,8$ dB
	Aislamiento $\geq -22$ dB	Transmisión P3 $\geq -3,8$ dB
Simulacion CST	Adaptación $\leq -23$ dB	Adaptación $\leq -20$ dB
	Transmisión $\geq -1,1$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,2$ dB
	Aislamiento $\geq 26,5$ dB	Transmisión P3 $\geq -4,2$ dB

Las diferencias obtenidas al realizar la simulación del divisor en un entorno más complejo son las siguientes.

En la adaptación, desaparece la resonancia existente en el estado 3 (gráfica de la izquierda) dejando una adaptación plana con un nivel de  $S_{11} \leq -20$  dB para toda la banda de trabajo. En el parámetro de

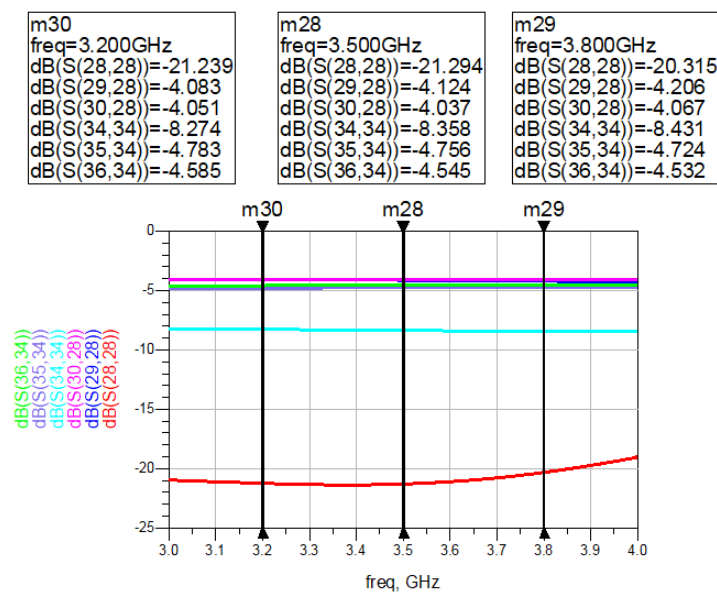
transmisión se puede constatar un empeoramiento de la transmisión de  $\Delta S_{21} \approx 0.5$  dB, siendo su valor  $S_{21} > -4.3$  dB en toda la banda de interés.

En cuanto a los parámetros de los estados 1 y 2, tanto la adaptación como el aislamiento mejora en la parte baja de la banda de frecuencias de trabajo sin empeorar en la parte alta. En cuanto a la transmisión existe una caída aproximada de  $\Delta S_{21} \leq -0.4$  dB constante.

Con esta optimización se da por finalizado el diseño del divisor. El siguiente paso es realizar la integración de los divisores para conformar la red completa. El objetivo de la integración será evitar realizar excesivos cambios, manteniendo la estructura del diseño, a no ser que las restricciones físicas obliguen a acometer cambios en el diseño.

Por último, se mostrará una medida en el que se demuestra la necesidad del transformador de impedancias. Se podría considerar que para hacer la distribución de potencia en los dos puertos, observando la topología del divisor, valdría con activar los dos caminos a la vez, es decir los estados 1 y 2, si necesidad del tercer estado. Efectivamente, la potencia se equidistribuiría, pero como se apreciara la imagen, la adaptación sería notoriamente peor, introduciendo más pérdidas en la transmisión.

La conclusión que se obtendrá posterior al análisis que se va a realizar, es que, debido a la complejidad de la red, no es conveniente simplificar en el diseño ya que no supondría un ahorro económico ni espacial en la red completa y los efectos negativos de esta simplificación en cada divisor podría irse acumulando poniendo en riesgo el correcto funcionamiento de la red.



**Figura 5-13: Comparación simulación estado 3 activo frente a división activando estado 1 y 2**

La adaptación en caso de no utilizar un transformador de impedancias será de  $S_{11} \leq -8$  dB en toda la banda de trabajo, sin embargo, usando el transformador de impedancias la adaptación obtenida en dicha banda de frecuencias será de  $S_{11} \leq -20$  dB en toda la banda. En cuanto al parámetro de transmisión, debido a la desadaptación obtenida empeoraría entorno a  $\Delta S_{21} \approx 0,7$  dB.

### 5.3 Integración de divisores en la red completa

Para explicar el proceso de integrar las distintas divisiones se separará la problemática en 3 puntos distintos, en los cuales se explicará las decisiones tomadas y su repercusión.

Cada divisor, debido a su posición en al red de distribución, tendrá una serie de necesidades o retos que se deberán atajar.

La red completa, una vez integrado todos los divisores será constituida por un total de 49 diodos pin en diferentes encapsulados (uno por cada encapsulado BAR64-02V y dos por cada encapsulado BAR64-05). Cada divisor estará formado por 7 diodos, 2 encapsulados BAR64-05 y 3 encapsulados BAR64-02V.

Para terminar de definir los elementos discretos que serán necesarios para conformar la red se terminan de enumerar los elementos utilizados.

- 42 Bobinas de choque con valor de 15 nH posicionadas entre el path de alimentación continua y el camino de RF.

- 21 Condensadores de desacoplo de 47 pF posicionadas en la entrada y salidas del divisor en la pista de RF.

- 1 Resistencia de 0  $\Omega$  o 1 amplificador ECG001B [14], según se quiera compensar o no las pérdidas otorgadas por los diodos y la dispersión por la red. Serán posicionados en la entrada del divisor del primer nivel

La decisión de introducir una resistencia de 0  $\Omega$  o un amplificador se justificará en la última sección tras haber explicado la integración de todos los divisores.

#### 5.3.1 Diseño

Una de las dificultades primordiales del diseño será las limitaciones espaciales a las que se debe adaptar la red de alimentación.

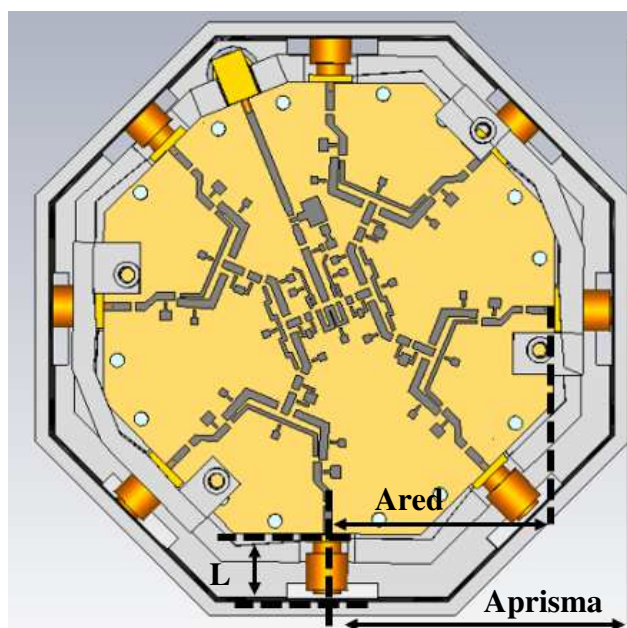


Figura 5-14: Esquema de medidas del Divisor completo

Estas limitaciones vienen definidas por la estructura de elementos radiantes a las que se debe enviar la señal. Para que se pueda aportar un diagrama de radiación omnidireccional con un rizado inferior a -3 dB, los parches apilados utilizados como elemento unitario radiante deben estar posicionados de tal manera que formen un octógono regular con un apotema,  $A_{prisma} = 63,4 \text{ mm}$ .

A estas dimensiones hay que añadirle el método de interconexión entre la red de alimentación y los parches. En trabajos anteriores se utilizaba dos conectores SMA con una impedancia de  $50 \Omega$  machos utilizando para la interconexión una transición SMA/SMA Hembra-Hembra, lo que en cuanto a la las dimensiones de la interconexión era de una longitud de  $L = 34,5 \text{ mm}$

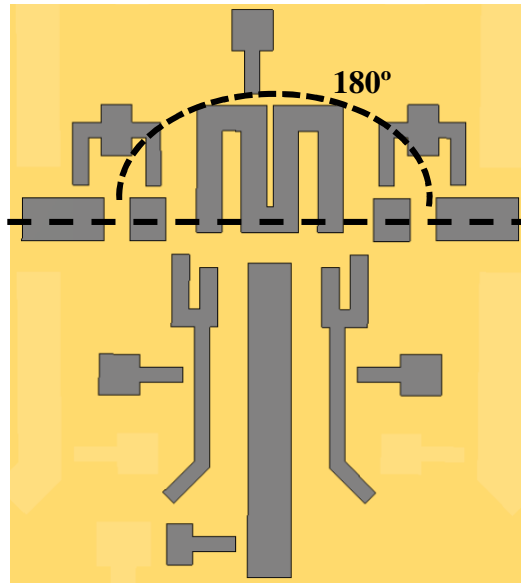
Para optimizar las dimensiones de las que se disponen en este trabajo se modificada la manera de interconectar los parches, sustituyendo el conector SMA macho de la red de alimentación por un conector SMA hembra de  $50 \Omega$  eliminando así la transición SMA/SMA. SE obtiene una longitud de interconexión de  $L = 16,9 \text{ mm}$ , muy inferior a los  $34,5 \text{ mm}$  que teníamos en el caso anterior.

Este cambio hará que, en vez de disponer de un octógono regular de  $A_{red} = 28,9 \text{ mm}$ , a un octógono de  $A_{red} = 46,5 \text{ mm}$  sin perder prestación ninguna ni modificación mecánica ni eléctrica del array conformado de parches.

Una vez teniendo las dimensiones finales que puede tener la red de alimentación se procede a adaptar el divisor genérico.

### 5.3.2 Divisor Central – Nivel 1

Es el divisor que más re-diseño sufrirá, debido a las exigencias y limitaciones de espacio físico que encontraremos. Las pistas de salida de la señal, es decir, los puertos 2 y 3 deberán tener un ángulo de  $180^\circ$  entre ellos.



**Figura 5-15: Divisor Central Integrado**

A pesar de que su aspecto sea muy diferente al diseño genérico mostrado cumple el mismo objetivo. Tener los 3 estados y tener las características necesarias para a la correcta distribución de la señal.

Para ello se han tenido que hacer reajustes en los caminos activos en los 3 estados.

Para los caminos del estado 1 y 2 se puede apreciar cómo el ancho de la pista diseñado es notoriamente inferior llegando a tener un ancho de pista de 0.7 mm equivalente a una impedancia  $Z_0=80\Omega$  haciendo posible realizar algún codo o meandro en la pista para dar una longitud aceptable. Esta impedancia de  $80\Omega$  haría que existiese una desadaptación de impedancias y que se perdiera parte de la potencia de la señal por onda reflejada. Para evitar ese efecto se añaden dos stubs, uno en cada camino, con configuración de circuito abierto, lo que provocará una modificación de la impedancia vista por la onda y evitando el problema de desadaptación.

Para el camino de división, es decir, para el camino activo del estado 3 el problema seguirá siendo las limitaciones físicas. En este caso se dispondrá de un área suficiente para poder retorcer la pista mediante codos de tal manera que se consiga la longitud eléctrica  $E=95^\circ$  necesaria para mantener el transformador de impedancias que se necesita en este camino.

Se aprovecharán los stubs diseñados para poder introducir por ellos la señal de activación, y así optimizar más aún el espacio que ocupa todo el divisor (alimentaciones y pistas de RF). Siempre se priorizará que la alimentación este lo más próximo posible a los diodos para mantener la integridad de señal y que se degrade lo menos posible.

A continuación se muestran los resultados medidos y obtenidos para poder comparar con los obtenidos en el diseño del divisor genérico.



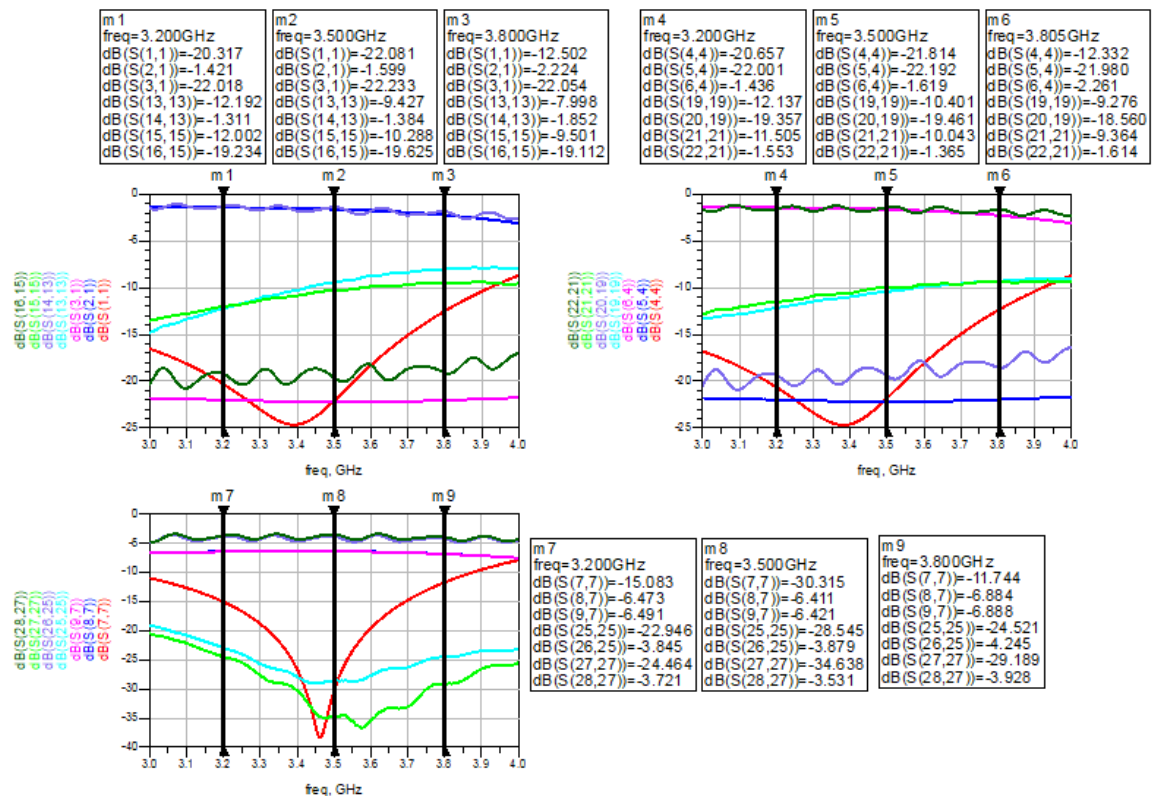


Figura 5-16: Resultados Medidas frente a Simulación Divisor Central

Tabla 5-3: Resumen valores Simulacion frente a Medida Divisor Central

	Estado 1	Estado 2	Estado 3
Simulacion	Adaptación $\leq -12$ dB	Adaptación $\leq -12$ dB	Adaptación $\leq -11$ dB
	Transmisión $\geq -2,3$ dB	Transmisión $\geq -2,3$ dB	Transmisión P2 $\geq -7$ dB
	Aislamiento $\geq -22$ dB	Aislamiento $\geq -22$ dB	Transmisión P3 $\geq -7$ dB
Medida	Adaptación $\leq -7,9$ dB	Adaptación $\leq -9$ dB	Adaptación $\leq -22$ dB
	Transmisión $\geq -1,9$ dB	Transmisión $\geq -1,6$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,2$ dB
	Aislamiento $\geq 19$ dB	Aislamiento $\geq 18,5$ dB	Transmisión P3 $\geq -4$ dB

En las gráficas superiores se puede apreciar los estados 1 y 2 del divisor, prácticamente iguales entre sí. Las trazas de simulación son en todas las gráficas: **rojo** para adaptación, **azul** para la transmisión al puerto 2 y **rosa** para la transmisión al puerto 3. Se obtiene una resonancia en adaptación a 3.4 GHz con valores cercanos a  $S_{11} \approx -25$  dB, lo cual nos aporta una adaptación en toda la banda de frecuencias de  $S_{11} \leq -12$  dB.

En cuanto a la transmisión se aprecia una caída según aumenta la frecuencia, teniendo un valor del parametro de transmisión  $\geq -2.3$  dB- En cuanto al aislamiento se verá una traza prácticamente plana con un valor máximo de Aislamiento  $\geq 19$  dB en toda la banda de trabajo. Estos valores prácticamente se repiten entre ambos estados.

El efecto de la medida de la placa construida es la desadaptación obtenida siendo su valor máximo cercano a  $S_{11} \approx -8$  dB. Esto puede ser debido a que al ser placas tan compactas un pequeño error o tolerancia en la fabricación puede tener un fuerte impacto en el resultado. La transmisión sin embargo está en torno a los valores esperados por simulación. Por último para estos estados se puede apreciar que el aislamiento se mantienen en valores bajos, añadiendo un rizado en la medida.



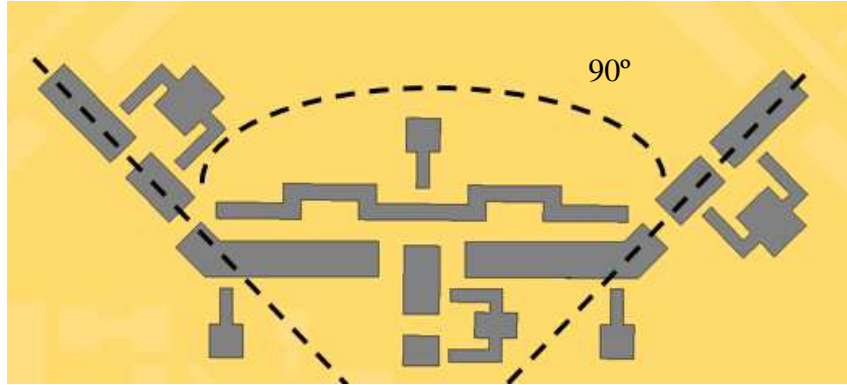
En cuanto a lo que a al estado 3 conlleva, se puede ver cómo en simulación los resultados obtenidos para la adaptación es una fuerte resonancia a 3.45 GHz llegando a un mínimo de  $S_{11} \approx -37$  dB pero con un valor para toda la banda de trabajo de  $S_{11} \leq -10$  dB. En transmisión se ve perjudicado teniendo valores en torno a  $S_{21} \approx -6$  dB en ambos caminos, es decir se está realizando bien el reparto de potencia pero debido a la desadaptación hay señal que se está desaprovechando. Sin embargo, cuando realizamos la construcción y medimos este diseño, cierto es que se pierde la resonancia tan marcada pero se mejora la adaptación siendo su valor  $S_{11} \leq -22$  dB en toda la banda de trabajo.

En cuanto a la transmisión, se ve como también ha salido favorecida obteniendo un valor del parámetro de transmisión  $\approx -4$  dB en toda la banda de frecuencia, aunque a costa de sufrir en todas las trazas comentadas cierto rizado.

### 5.3.3 Divisor Interno -Nivel 2

En este nivel se puede apreciar por la figura 5-17 que las modificaciones han sido menores respecto al divisor genérico diseñado.

El reto de este diseño sigue siendo la fuerte restricción de espacio físico al que tendremos que adaptar nuestro diseño. Para poder realizar la distribución de una manera correcta por toda la red, en este divisor, las salidas (Puerto 2 y 3) deberán realizar un ángulo de  $90^\circ$  entre sí como se aprecia en la imagen.



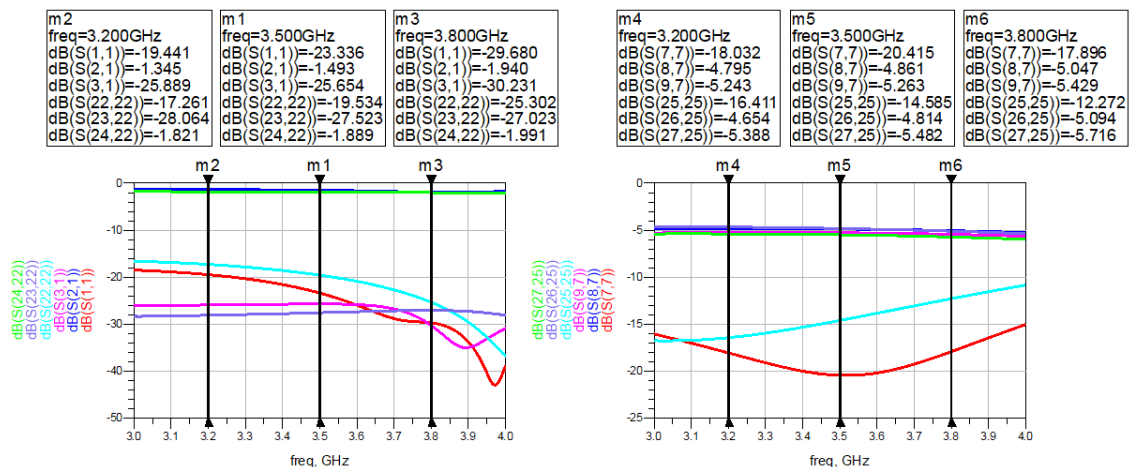
**Figura 5-17: Divisor interno integrado**

Para el estado 1 y 2, los caminos individuales retomarán la anchura de pista necesaria para que la onda vea una impedancia de  $50 \Omega$  y su adaptación sea más adecuada, ya que en este caso sí se tiene espacio suficiente para implementar estas dimensiones. Se introducirá un pequeño codo para aportar el ángulo de salida requerido a los puertos y a su vez facilitar la soldadura del componente BAR64-05.

En cuanto al estado 3, se aprecia el mismo problema que se pudo ver en el diseño del nivel 1, donde la longitud que se necesita para el transformador  $\lambda_p/4$  es mayor al espacio físico que disponemos.

Para este problema se estudian dos alternativas ya practicadas en el diseño anterior.

- Opción 1: Retorcer la pista mediante codos o meandros, obteniendo la longitud necesaria.
- Opción 2: Diseñar un stub en circuito abierto en mitad de la pista de RF con la intención de modificar la longitud eléctrica de la onda y crear el adaptador  $\lambda_p/4$ .



**Figura 5-18: Comparación División con Stub vs División con meandro**

Las trazas **rojas**, **azul** y **rosas** pertenecerán al diseño con meandros mientras que **cyan morado** y **verde** al diseño con stub.

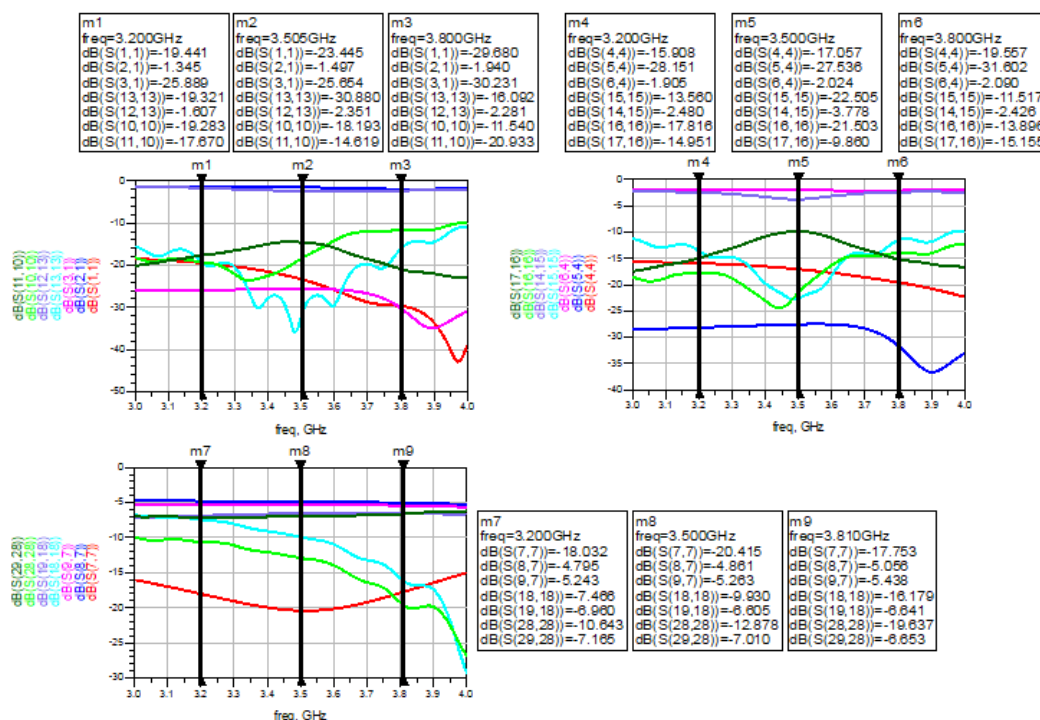
**Tabla 5-4 Resumen de valores Comparacion división con Stub o con meandro**

	Estado 1 y 2	Estado 3
<b>Simulacion Meandro</b>	Adaptación $\leq -19$ dB	Adaptación $\leq -17,5$ dB
	Transmisión $\geq -2$ dB	Transmisión P2 $\geq -5,3$ dB
	Aislamiento $\geq -25$ dB	Transmisión P3 $\geq -5,4$ dB
<b>Simulacion Stub</b>	Adaptación $\leq -17$ dB	Adaptación $\leq -12$ dB
	Transmisión $\geq -2$ dB	Transmisión P2 $\geq -5$ dB
	Aislamiento $\geq 27$ dB	Transmisión P3 $\geq -5,7$ dB

La opción decidida para este caso, como se ve en la figura 5-18, es la opción 1, división mediante pista con meandros. Los motivos de esta decisión es su sencillez y los mejores resultados obtenidos en simulación a la hora de implementarlos sobre nuestro divisor.

Se construye el divisor para comprobar los resultados obtenidos por simulación como los obtenidos por la construcción del divisor como se hizo en el anterior divisor.

A pesar de apreciar estas diferencias se da por validado el diseño, ya que se comporta dentro de lo esperado y se obtiene unos resultados que cumplirán con las especificaciones de la red completa aunque no sean los más óptimos.



**Figura 5-19: Comparación Medidas frente a simulacion de divisor interno.**

**Tabla 5-5: Resumen comparación Medidas frente a simulación de divisor interno**

	Estado 1	Estado 2	Estado 3
<b>Simulacion</b>	Adaptación $\leq -19$ dB	Adaptación $\leq -15$ dB	Adaptación $\leq -17$ dB
	Transmisión $\geq -2$ dB	Transmisión $\geq -2,1$ dB	Transmisión P2 $\geq -5,1$ dB
	Aislamiento $\geq -25$ dB	Aislamiento $\geq -27$ dB	Transmisión P3 $\geq -5,5$ dB
<b>Medida</b>	Adaptación $\leq -16$ dB	Adaptación $\leq -13$ dB	Adaptación $\leq -10,5$ dB
	Transmisión $\geq -2,4$ dB	Transmisión $\geq -3,6$ dB	Transmisión P2 $\geq -7$ dB
	Aislamiento $\geq 14,5$ dB	Aislamiento $\geq 14,5$ dB	Transmisión P3 $\geq -7,2$ dB

Se aprecia como las adaptaciones en todos los casos han sufrido desplazamientos en frecuencia, siendo para los estados 1 y 2, un desplazamiento hacia el centro de la banda de frecuencias, con un rizado significativo. Un rizado similar se pudo apreciar en las medidas del divisor central, por lo que se puede suponer que este efecto, quizas, provenga de la realización del meandro en el camino de división.

Para el estado 3 el desplazamiento en frecuencia es el contrario, estando centrada en la frecuencia de diseño en la simulación, se aprecia que se desplaza a la parte alta de la banda.

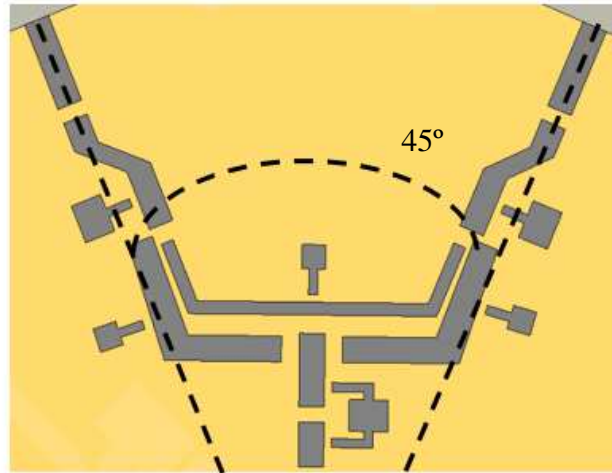
En cuanto a la transmisión, en el estado 1 y 2 no se nota una gran diferencia a lo simulado, siendo el efecto más destacable una pequeña resonancia justo en la frecuencia central.

Para el estado 3 se puede apreciar que las medidas están  $\Delta S_{21} = \Delta S_{21} \approx 2$  dB por debajo de lo esperado por la simulación.

La manipulación de las PCBs fabricadas, su montaje, la posición del path del diodo en la pista a la hora de soldarse, su posición a la hora de medir, e incluso la calibración, incluso la propia precisión a la hora de mecanizar o fresar la PCB, o incluso realizar un par de apriete en los conectores inadecuado pueden ser los responsables de estos efectos. Se deberá tener especial cuidado del montaje cuando se fabrique la red final.

### 5.3.4 Divisor Externo – Nivel 3

Por último, se integrará en divisor del nivel 3, el cual se aprecia que es el que más se asemeja al genérico diseñado de los 3 divisores mostrados en este trabajo.



**Figura 5-20: Divisor Externo integrado**

Los retos a los que se enfrenta este divisor es aportar el ángulo adecuado a las pistas por las que sale la señal, ya que para poder realizar una buena conexión tendrán que ser perpendiculares al lado del octógono en el que finalicen y estar centrados en dicho lado para poder hacer la interconexión adecuadamente con los parches del array conformador. Además las dos pistas, transformador del estado 3 y las pistas del estado 1 o 2, deberán estar a la distancia suficiente para facilitar la soldadura de los diodos, sobre todo a la salida donde el encapsulado será un SOT23, uniendo 3 pistas de RF mediante dos diodos en un solo encapsulado.

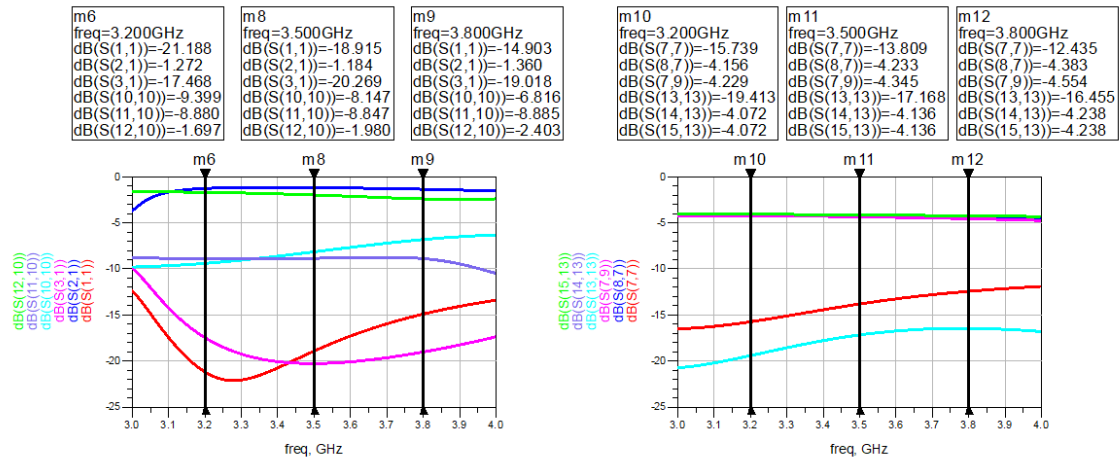
Debido a la proximidad de las pistas puede surgir efectos de acoplos entre ellas. Esto puede ser un problema que se debe estudiar. Se deberá tener en cuenta a la hora de plantear un reajuste si fuese necesario.

Para ver si es factible evitar este posible acoplo de señal, se realizarán una serie de comprobaciones reduciendo las pistas de RF en cuanto a su anchura. Esto conllevará una desadaptación. En la siguiente figura 5-21 se pretende exponer cuál es el efecto menos perjudicial para el comportamiento de nuestro divisor.

Se podrá apreciar en la gráfica a continuación cómo el efecto de acoplo tiene menos impacto en el diseño, ya que la señal que pueda ser acoplada es mitigada por el aislamiento del diodo en el camino que está desactivado, por lo que solo se percibirá unas ligeras pérdidas en la transmisión.

Se puede ver cómo la desadaptación es bastante elevada cuando se utiliza la solución para separar las pistas  $S_{11} \leq -6\text{dB}$  en toda la banda, mientras que para las pistas originales  $S_{11} \leq -14\text{ dB}$  en toda la banda en cuanto al comportamiento para los estados 1 y 2. Este efecto en la adaptación llegara a introducir unas pérdidas en el parámetro  $S_{21}$  de  $\Delta S_{21} \approx -1\text{ dB}$  respecto al original.

Para el estado 3, el efecto principal se aprecia en la adaptación, siendo en torno a  $\Delta S_{21} \approx -4\text{ dB}$  mejor que la adaptación original, sin tener un exceso impacto en la transmisión  $\Delta S_{21} \approx 0.2\text{ dB}$  superior el nuevo diseño frente al original.



**Figura 5-21: Resultados simulación entre Pistas anchas separadas y estrechas**

**Tabla 5-6: Resumen de Resultados simulación entre Pistas anchas y Pistas finas separadas**

	Estado 1 y 2	Estado 3
<b>Simulación Pistas Anchas</b>	Adaptación $\leq -14,5$ dB	Adaptación $\leq -12$ dB
	Transmisión $\geq -1,4$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,5$ dB
	Aislamiento $\geq 17$ dB	Transmisión P3 $\geq -4,6$ dB
<b>Simulación Pistas finas</b>	Adaptación $\leq -6,5$ dB	Adaptación $\leq -16$ dB
	Transmisión $\geq -2,4$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,3$ dB
	Aislamiento $\geq 8$ dB	Transmisión P3 $\geq -4,3$ dB

Se diseñarán todos los caminos (los del estado 1,2 y 3) con una serie de codos con los que dar el ángulo de salida requerido para el diseño.

En este caso, para el camino del estado 3 no será necesario realizar ningún meandro ni retorcido en la pista más que el codo que aporte el ángulo de salida, ya que en este divisor si se dispone de un espacio suficiente para realizar el transformador  $\lambda_{\mu}/4$  optimizado.

A continuación, se muestra los resultados obtenidos en su construcción frente a las simulaciones realizadas.

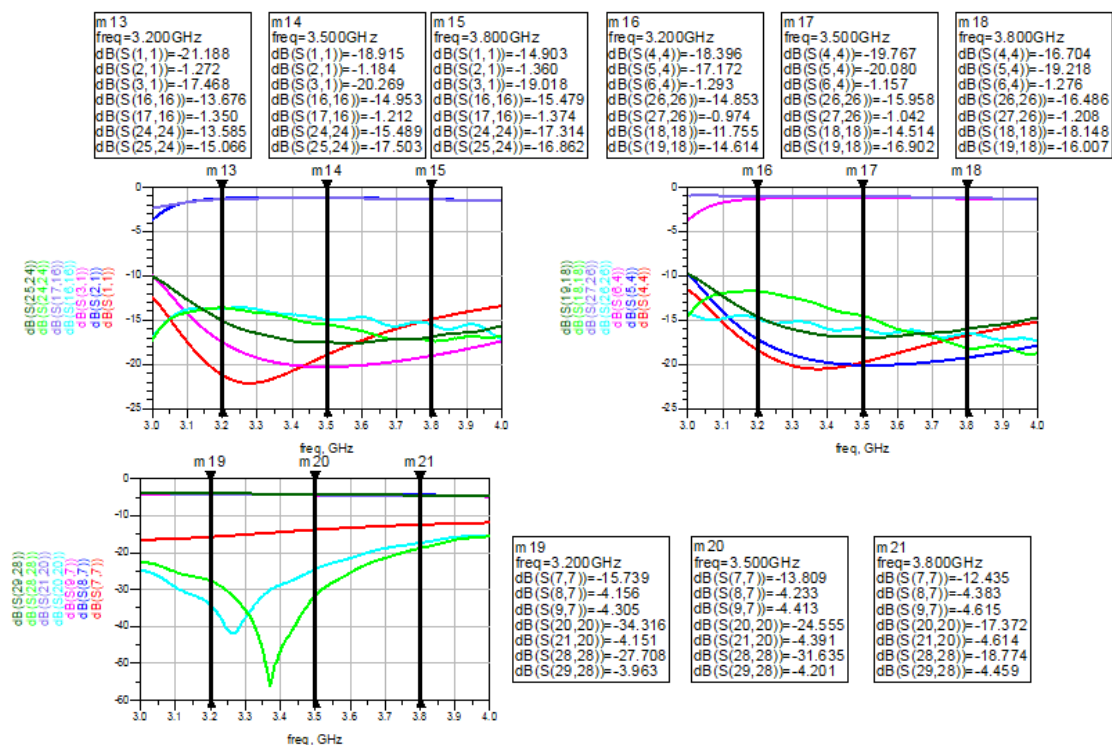


Figura 5-22: Medidas frente a Simulación Divisor Externo

Tabla 5-7 Resumen de resultados Medidas frente a Simulación Divisor Externo

	Estado 1	Estado 2	Estado 3
Simulacion	Adaptación $\leq -14,5$ dB	Adaptación $\leq -16$ dB	Adaptación $\leq -12,5$ dB
	Transmisión $\geq -1,4$ dB	Transmisión $\geq -1,3$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,3$ dB
	Aislamiento $\geq 17$ dB	Aislamiento $\geq 17$ dB	Transmisión P3 $\geq -4,6$ dB
Medida	Adaptación $\leq -13,5$ dB	Adaptación $\leq -11$ dB	Adaptación $\leq -17$ dB
	Transmisión $\geq -1,4$ dB	Transmisión $\geq -1,4$ dB	Transmisión P2 $\geq -4,6$ dB
	Aislamiento $\geq 15$ dB	Aislamiento $\geq 14,5$ dB	Transmisión P3 $\geq -4,5$ dB

En las gráficas superiores se podrá apreciar los resultados obtenidos para los estados 1 y 2, tanto para estas gráficas como para la relacionada con el estado 3 las trazas **rojas**, **azul** y **rosa** estarán relacionadas con la adaptación, el parámetro S21 y S31 respectivamente de las simulaciones obtenidas mientras que las trazas **cyan** y **morada** serán medidas de adaptación y transmisión respectivamente cuando mediante puerto 1 y el puerto 2 conectamos el divisor al analizador de redes, cargando el puerto 3 del divisor con 50Ω y las medidas **verde** y **verde oscuro** a la adaptación y transmisión cuando conectamos el puerto 1 y el puerto 3 al analizador cargando el puerto 2.

Para los estados 1 y 2 se puede ver cómo en la medida de adaptación empeora en las frecuencias bajas aunque mantiene un nivel en ambos casos de  $S_{11} \leq -13$  dB, en cuanto a los parámetros de transmisión se puede considerar prácticamente iguales a los simulados. Por último, para el estudio de los resultados de los estados 1 y 2, se aprecia como el aislamiento obtenido mantiene la misma forma que el simulado, siendo ligeramente peor el valor de la medida, con un Aislamiento  $\geq 15$  dB en toda la banda mientras que el simulado es de Aislamiento  $\geq 17$  dB.

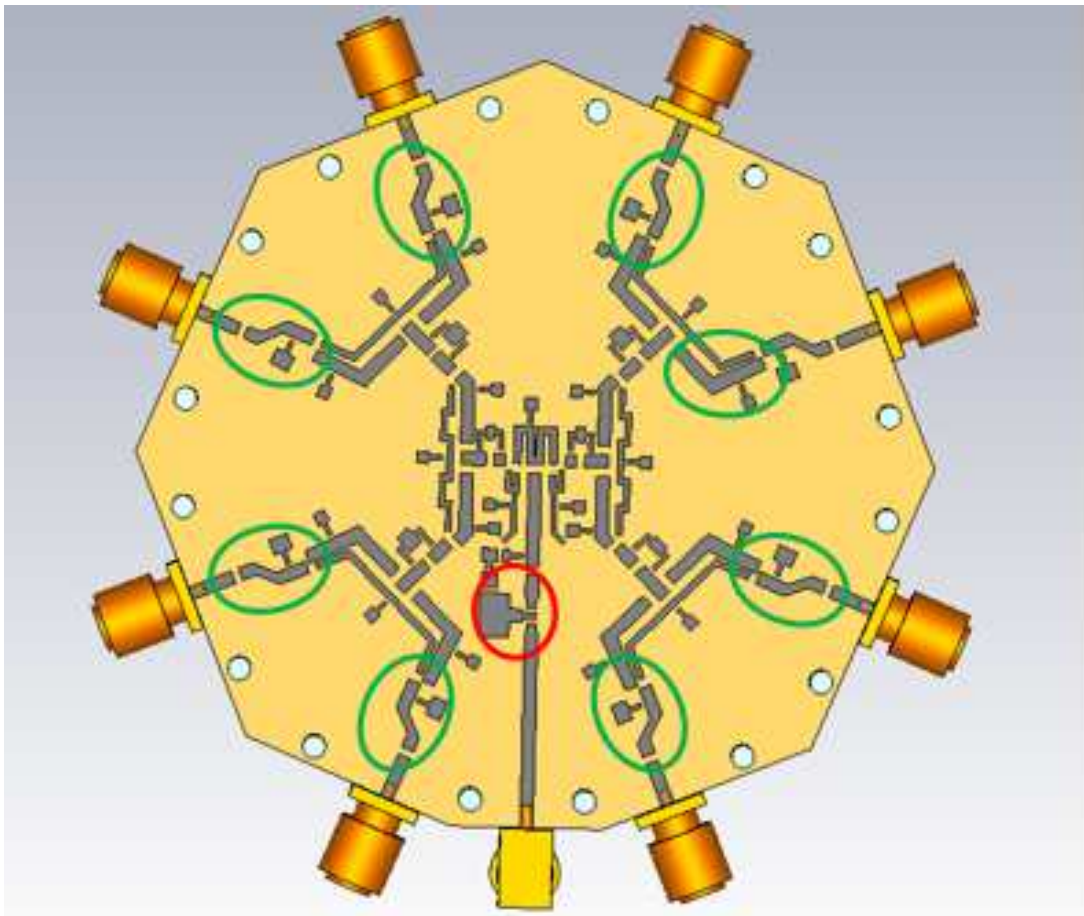
Para el estado 3, el efecto más significativo es la aparición de una fuerte resonancia en el parámetro de adaptación, resonancia inexistente en la simulación. El valor en toda la banda de trabajo de este parámetro para la medida será  $S_{11} \leq -17$  dB, mientras que en simulación este parámetro era de

$S_{11} \leq -12$  dB. En cuanto a los parámetros de transmisión, se aprecia que los resultados obtenidos frente a los simulados son prácticamente iguales siendo estos  $S_{21} \geq -4.6$  dB en toda la banda de trabajo.



## 5.4 Red completa

Una vez integrado todos los divisores a lo largo de del divisor faltará matizar algunos detalles que se pueden observar en la figura 5-23



**Figura 5-23: Red de alimentación completa**

Marcado en rojo, se puede apreciar cómo en la entrada de la red de distribución se ha posicionado un amplificador RF.

La función del amplificador será compensar las pérdidas introducidas por todos los elementos pasivos y dieléctrico de la red.

Se decide poner este amplificador antes del divisor de entrada por diversos motivos.

- Compensación de pérdidas: Amplificar la señal entrante para compensar las pérdidas que irá sufriendo a lo largo de la red de alimentación. En el caso con menos pérdidas, selección de un solo parche, la señal atravesará por 3 divisores, lo que implica 6 diodos en total. A pesar de ser elementos de pocas pérdidas, al tener tanta profundidad la red es conveniente compensar las mismas.
- Reducción de la figura de ruido: Al ser toda una red pasiva, el mejor método para mejorar la SNR será la introducción de un amplificador a la entrada, amortiguando así el ruido generado por los elementos pasivos. Como se puede apreciar en la ecuación mostrada más abajo, la posición del elemento es fundamental en el peso/efecto que tendrá sobre este valor, siendo el primer elemento el más significativo en la figura de ruido y el último elemento el menos significativo.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

Donde  $F_n$  será la figura de ruido del n-esimo elemento de la cadena RF y  $G_n$  la ganancia del n-esimo elemento. En caso de ser un elemento pasivo, como en nuestro caso el diodo pin, la figura de ruido será iguala las pérdidas

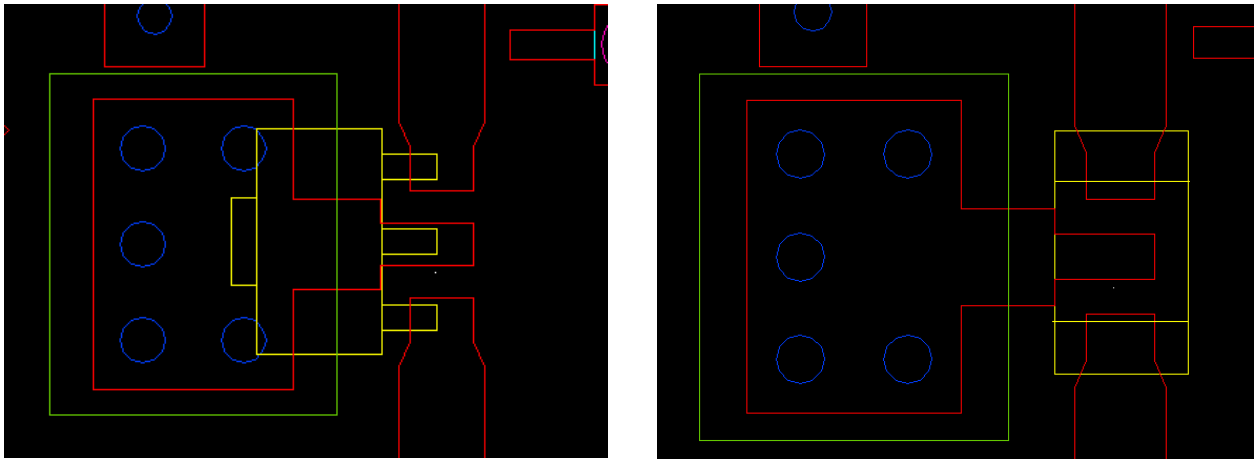
Se observa en la ecuación que cuanto antes esté el amplificador, antes tendrá efecto en reducir la figura de ruido de la cadena.

- Posición física: Debido a la configuración de la red, la posición donde es más factible posicionarlo es a la entrada, aunque se debe mantener lo más cercano a la red posible.

La elección del amplificador se ha realizado contemplando el menor impacto en el proyecto, tanto a nivel económico y plazos. El amplificador elegido ha sido el ECG001B de Triquint.

Este componente ya había sido utilizado en otros proyectos del laboratorio con buenos resultados en el rango de trabajo en el que se está utilizando. Aunque se considere un amplificador de uso general, se puede apreciar baja figura de ruido 3.4 dB frente a la alta ganancia que aporta 19.2 dB y una adaptación de -22 dB en su puerta de entrada. En el rango de frecuencias en el que se trabaja se observa una linealidad aceptable, en torno a 1.5 dB de diferencia máxima. Sólo necesitará de una alimentación de +5V *single supply* para poder funcionar correctamente.

En caso de no querer utilizar el amplificador, solo se deberá sustituir este componente por una resistencia pasiva de 0  $\Omega$  para no tener que modificar nada de la PCB en cuanto a diseño. La huella que se ha implementado para soldar el amplificador ya cuenta con esta posibilidad, ya que montar el amplificador, por su comportamiento no nos permitiría medir correctamente la onda reflejada del diseño.



**Figura 5-24: a) Huella del amplificador b) Huella de la resistencia 0 $\Omega$**

Como segundo detalle, en verde, se aprecia que en las pistas donde se soldaran las almas de los conectores SMA tienen un pequeño codo, se utiliza como ajuste para centrar la salida de la señal respecto al lado del octógono regular. Esta pista no tendrá efectos negativos sobre el diseño ya que se ha realizado con una anchura de pista de  $W_{50}$  de tal manera que estará perfectamente adaptado y para todas las salidas tendrá el mismo ángulo y longitud física para que todas las salidas tengan la misma fase y nivel de pérdidas.

A su vez, como último detalle marcado en azul se puede ver que se ha necesitado modificar los puntos de alimentación de los divisores del nivel 3 debido al espacio limitado. Esto no afectará en absoluto al comportamiento de la red.

Para estimar cómo se comportará las diversas configuraciones posibles en la red completa, partiendo de los parámetros S obtenidos en los distintos divisores, mediante el SW ADS se puede realizar una serie de estimaciones.

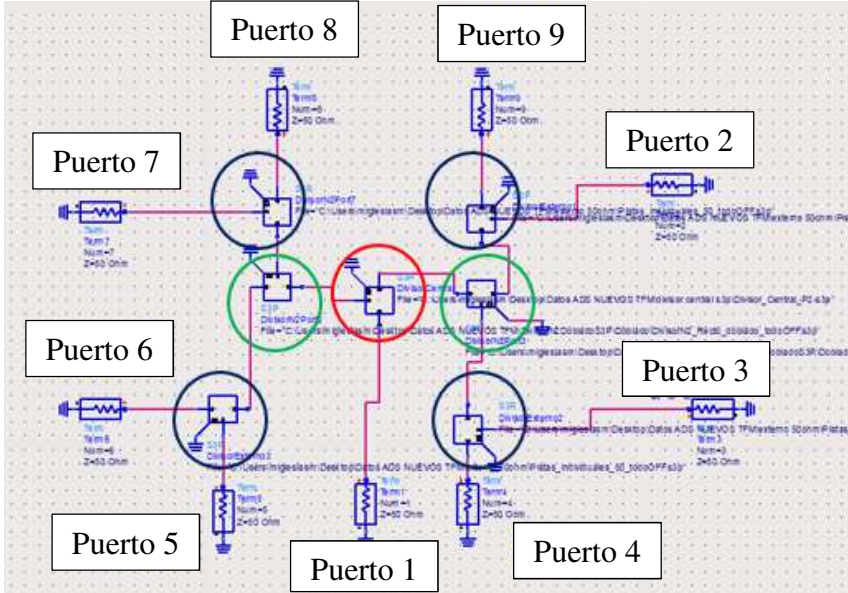
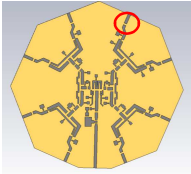
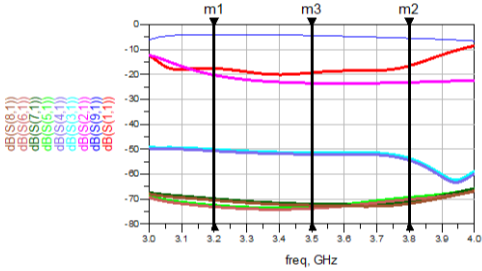
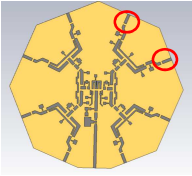
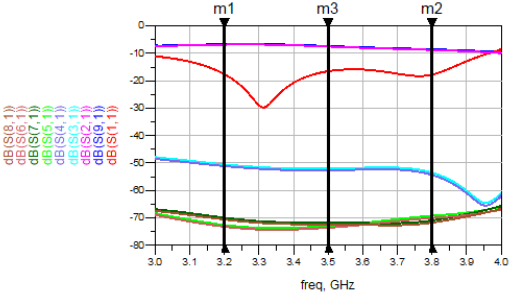
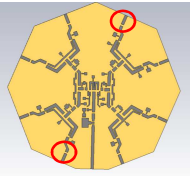
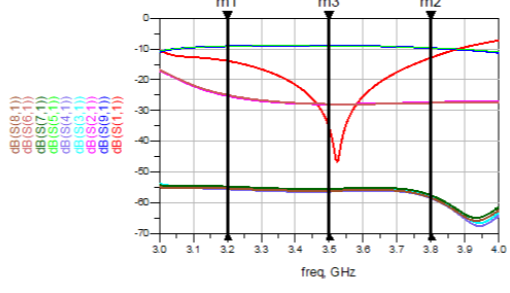
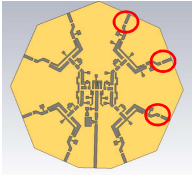
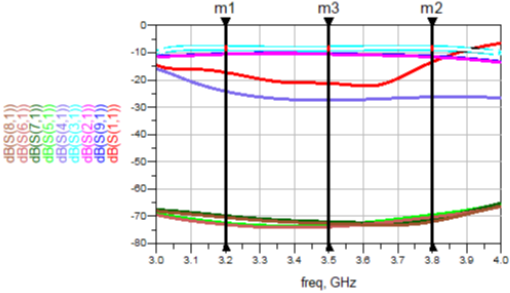


Figura 5-25: Digrama ADS para simulación de red completa

Los estados que se pueden configurar son:

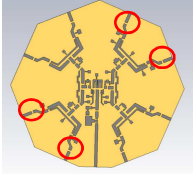
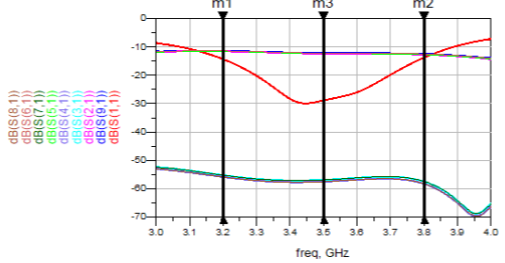
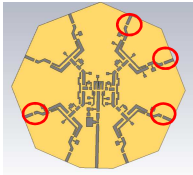
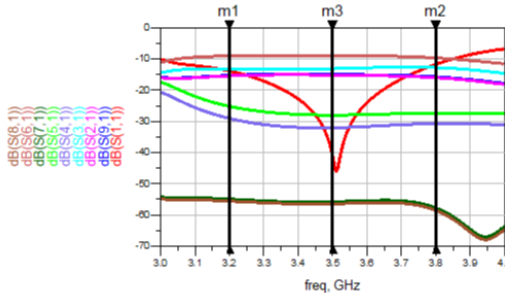
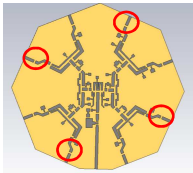
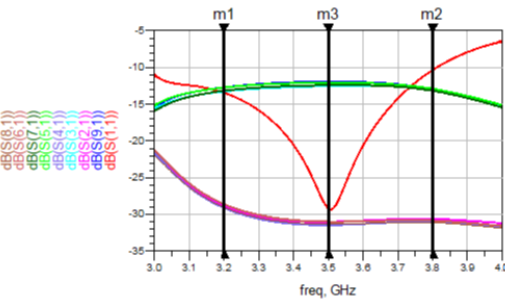
Tabla 5-8 Simulaciones Red Completa

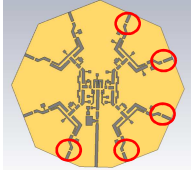
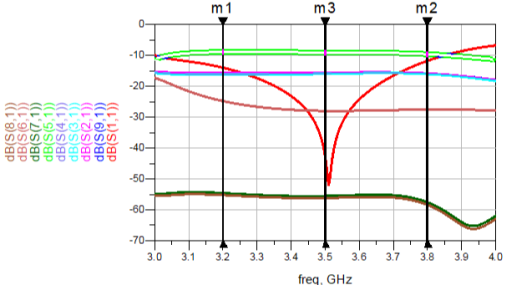
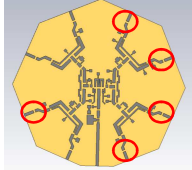
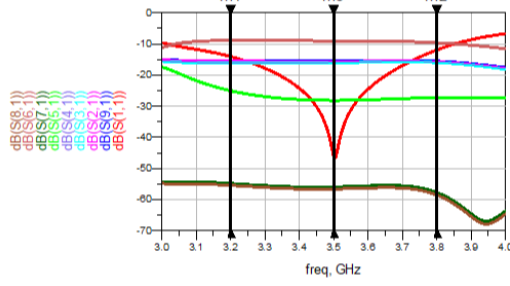
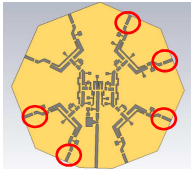
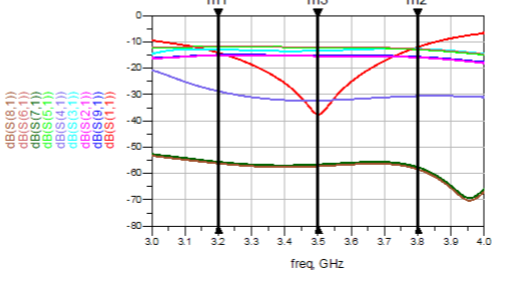
Modo	Parches activos	Parches Seleccionados	Resultado
A	1 parche activo		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-17.616 dB(S(9,1))=-4.097 dB(S(2,1))=-20.294 dB(S(3,1))=-60.058 dB(S(4,1))=-50.687 dB(S(5,1))=-72.446 dB(S(7,1))=-69.825 dB(S(6,1))=-73.075 dB(S(8,1))=-70.453 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-19.316 dB(S(9,1))=-4.438 dB(S(2,1))=-23.524 dB(S(3,1))=-51.325 dB(S(4,1))=-51.975 dB(S(5,1))=-73.070 dB(S(7,1))=-71.908 dB(S(6,1))=-73.720 dB(S(8,1))=-72.557 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-16.570 dB(S(9,1))=-5.555 dB(S(2,1))=-23.213 dB(S(3,1))=-53.657 dB(S(4,1))=-54.478 dB(S(5,1))=-69.287 dB(S(7,1))=-70.967 dB(S(6,1))=-70.108 dB(S(8,1))=-71.787 </div> </div> 

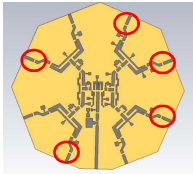
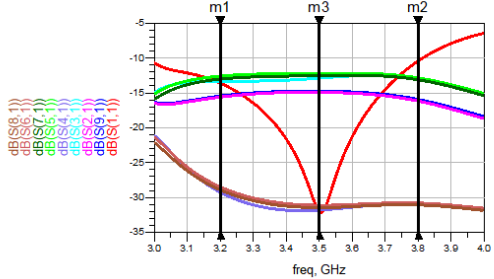
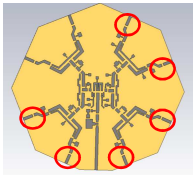
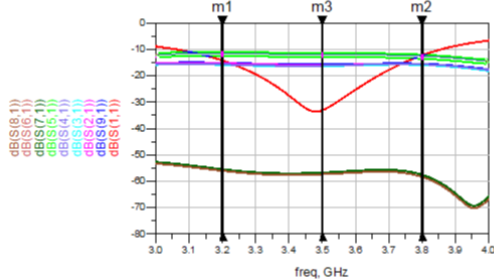
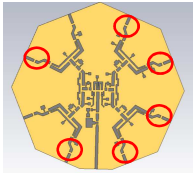
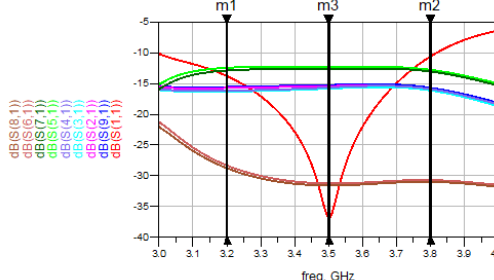
B	2 parches activos contiguos		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-17.664 dB(S(9,1))=-6.685 dB(S(2,1))=-6.834 dB(S(3,1))=-50.552 dB(S(4,1))=-51.180 dB(S(5,1))=-72.641 dB(S(7,1))=-70.020 dB(S(6,1))=-73.270 dB(S(8,1))=-70.649 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-7.374 dB(S(2,1))=-7.553 dB(S(3,1))=-52.070 dB(S(4,1))=-52.720 dB(S(5,1))=-72.987 dB(S(7,1))=-71.827 dB(S(6,1))=-73.637 dB(S(8,1))=-72.474 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-17.770 dB(S(9,1))=-8.577 dB(S(2,1))=-8.809 dB(S(3,1))=-53.583 dB(S(4,1))=-54.404 dB(S(5,1))=-69.293 dB(S(7,1))=-70.973 dB(S(6,1))=-70.114 dB(S(8,1))=-71.793 </div> </div> 
C	2 parches activos separados		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.876 dB(S(9,1))=-9.093 dB(S(2,1))=-25.290 dB(S(3,1))=-55.054 dB(S(4,1))=-55.683 dB(S(5,1))=-9.082 dB(S(7,1))=-54.768 dB(S(6,1))=-24.962 dB(S(8,1))=-55.396 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-35.703 dB(S(9,1))=-8.880 dB(S(2,1))=-27.965 dB(S(3,1))=-55.767 dB(S(4,1))=-56.416 dB(S(5,1))=-8.998 dB(S(7,1))=-55.481 dB(S(6,1))=-27.920 dB(S(8,1))=-56.130 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-12.802 dB(S(9,1))=-9.673 dB(S(2,1))=-27.330 dB(S(3,1))=-57.775 dB(S(4,1))=-58.595 dB(S(5,1))=-9.621 dB(S(7,1))=-57.632 dB(S(6,1))=-27.563 dB(S(8,1))=-58.452 </div> </div> 
D	3 parches activos contiguos		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-17.236 dB(S(9,1))=-10.425 dB(S(2,1))=-10.573 dB(S(3,1))=-8.324 dB(S(4,1))=-24.203 dB(S(5,1))=-72.415 dB(S(7,1))=-69.794 dB(S(6,1))=-73.044 dB(S(8,1))=-70.423 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-21.270 dB(S(9,1))=-10.393 dB(S(2,1))=-10.572 dB(S(3,1))=-8.534 dB(S(4,1))=-27.456 dB(S(5,1))=-73.167 dB(S(7,1))=-72.005 dB(S(6,1))=-73.817 dB(S(8,1))=-72.654 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-13.422 dB(S(9,1))=-11.344 dB(S(2,1))=-11.576 dB(S(3,1))=-8.321 dB(S(4,1))=-26.263 dB(S(5,1))=-69.446 dB(S(7,1))=-71.126 dB(S(6,1))=-70.267 dB(S(8,1))=-71.946 </div> </div> 

E	2 parches contiguos 1 separado.		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-14.154  dB(S(9,1))=-11.809  dB(S(2,1))=-11.958  dB(S(3,1))=-55.676  dB(S(4,1))=-56.305  dB(S(5,1))=-8.782  dB(S(7,1))=-54.467  dB(S(6,1))=-24.661  dB(S(8,1))=-55.096 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-35.959  dB(S(9,1))=-11.861  dB(S(2,1))=-12.040  dB(S(3,1))=-56.558  dB(S(4,1))=-57.207  dB(S(5,1))=-9.252  dB(S(7,1))=-55.735  dB(S(6,1))=-28.174  dB(S(8,1))=-56.385 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-13.150  dB(S(9,1))=-12.607  dB(S(2,1))=-12.839  dB(S(3,1))=-57.613  dB(S(4,1))=-58.434  dB(S(5,1))=-9.547  dB(S(7,1))=-57.557  dB(S(6,1))=-27.489  dB(S(8,1))=-58.378 </div> </div>
F	3 parches activos separados		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-13.766  dB(S(9,1))=-12.559  dB(S(2,1))=-28.755  dB(S(3,1))=-29.236  dB(S(4,1))=-13.039  dB(S(5,1))=-25.284  dB(S(7,1))=-55.048  dB(S(6,1))=-9.088  dB(S(8,1))=-55.677 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-37.802  dB(S(9,1))=-12.346  dB(S(2,1))=-31.431  dB(S(3,1))=-31.794  dB(S(4,1))=-12.709  dB(S(5,1))=-27.924  dB(S(7,1))=-55.725  dB(S(6,1))=-8.839  dB(S(8,1))=-56.375 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-11.698  dB(S(9,1))=-12.717  dB(S(2,1))=-30.375  dB(S(3,1))=-30.616  dB(S(4,1))=-12.959  dB(S(5,1))=-27.370  dB(S(7,1))=-57.815  dB(S(6,1))=-9.713  dB(S(8,1))=-58.635 </div> </div>
G	4 parches activos contiguos		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-13.447  dB(S(9,1))=-11.222  dB(S(2,1))=-11.371  dB(S(3,1))=-55.089  dB(S(4,1))=-55.718  dB(S(5,1))=-58.853  dB(S(7,1))=-12.134  dB(S(6,1))=-59.482  dB(S(8,1))=-11.965 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-35.590  dB(S(9,1))=-11.946  dB(S(2,1))=-12.125  dB(S(3,1))=-56.643  dB(S(4,1))=-57.292  dB(S(5,1))=-59.962  dB(S(7,1))=-12.690  dB(S(6,1))=-60.612  dB(S(8,1))=-12.510 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-13.307  dB(S(9,1))=-12.414  dB(S(2,1))=-12.646  dB(S(3,1))=-57.420  dB(S(4,1))=-58.240  dB(S(5,1))=-53.627  dB(S(7,1))=-13.167  dB(S(6,1))=-54.448  dB(S(8,1))=-12.935 </div> </div>

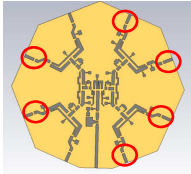
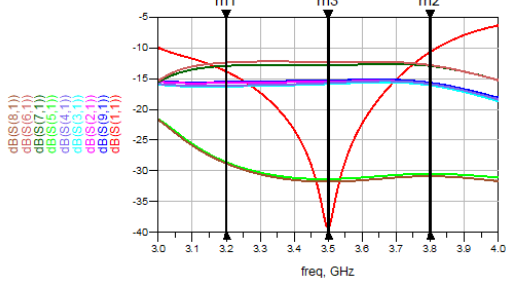
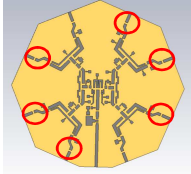
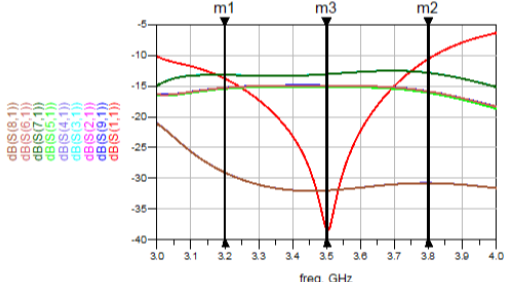
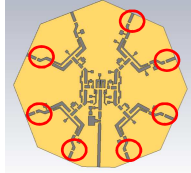
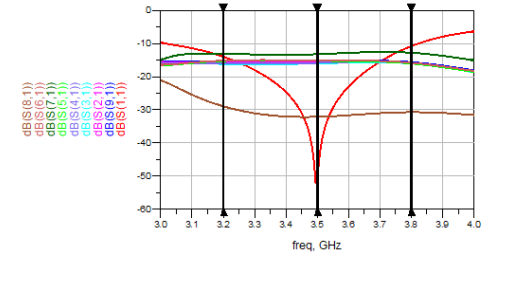


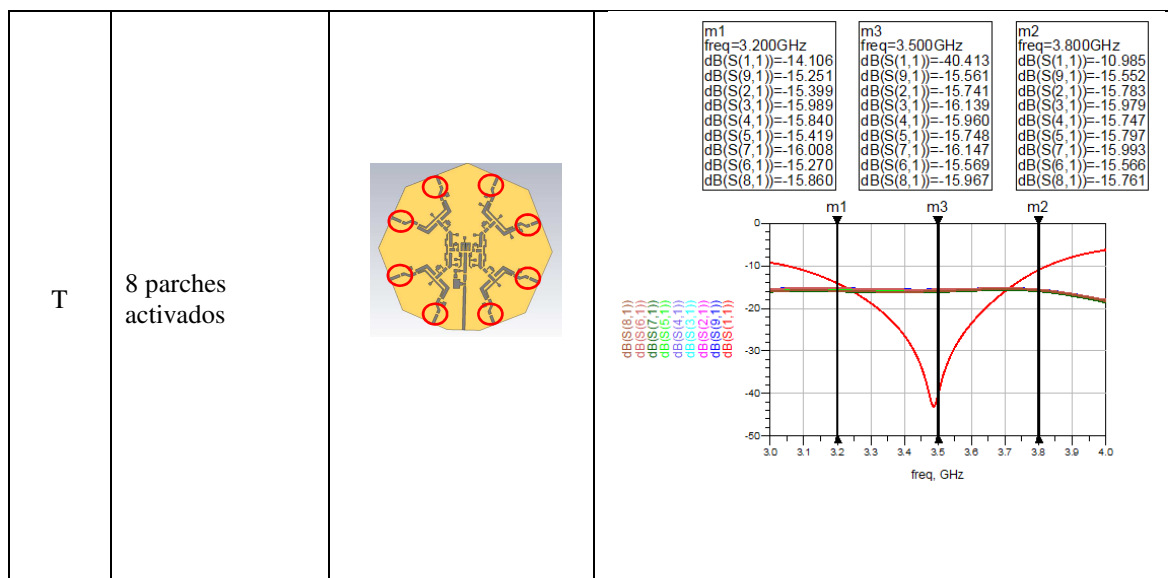
H	4 parches activos separados 2 a 2		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-14.334  dB(S(9,1))=-11.401  dB(S(2,1))=-11.550  dB(S(3,1))=-55.268  dB(S(4,1))=-55.897  dB(S(5,1))=-11.573  dB(S(7,1))=-55.291  dB(S(6,1))=-11.424  dB(S(8,1))=-55.920 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-28.904  dB(S(9,1))=-12.206  dB(S(2,1))=-12.385  dB(S(3,1))=-56.902  dB(S(4,1))=-57.552  dB(S(5,1))=-12.388  dB(S(7,1))=-56.905  dB(S(6,1))=-12.209  dB(S(8,1))=-57.555 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-13.808  dB(S(9,1))=-12.495  dB(S(2,1))=-12.727  dB(S(3,1))=-57.501  dB(S(4,1))=-58.322  dB(S(5,1))=-12.738  dB(S(7,1))=-57.512  dB(S(6,1))=-12.506  dB(S(8,1))=-58.332 </div> </div> 
I	3 parches activos contiguos, 1 parche activo separado		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-13.884  dB(S(9,1))=-15.296  dB(S(2,1))=-15.445  dB(S(3,1))=-13.196  dB(S(4,1))=-29.075  dB(S(5,1))=-25.189  dB(S(7,1))=-54.953  dB(S(6,1))=-8.993  dB(S(8,1))=-55.582 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-41.304  dB(S(9,1))=-14.991  dB(S(2,1))=-15.170  dB(S(3,1))=-13.132  dB(S(4,1))=-32.054  dB(S(5,1))=-28.001  dB(S(7,1))=-55.803  dB(S(6,1))=-8.916  dB(S(8,1))=-56.452 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-11.721  dB(S(9,1))=-15.780  dB(S(2,1))=-16.012  dB(S(3,1))=-12.757  dB(S(4,1))=-30.689  dB(S(5,1))=-27.346  dB(S(7,1))=-57.790  dB(S(6,1))=-9.688  dB(S(8,1))=-58.611 </div> </div>  <p style="text-align: center;">:</p>
J	4 parches activos separados		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-13.445  dB(S(9,1))=-12.699  dB(S(2,1))=-28.896  dB(S(3,1))=-13.245  dB(S(4,1))=-29.124  dB(S(5,1))=-12.726  dB(S(7,1))=-13.169  dB(S(6,1))=-28.606  dB(S(8,1))=-29.048 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-29.205  dB(S(9,1))=-11.928  dB(S(2,1))=-31.013  dB(S(3,1))=-12.524  dB(S(4,1))=-31.446  dB(S(5,1))=-12.070  dB(S(7,1))=-12.406  dB(S(6,1))=-30.992  dB(S(8,1))=-31.328 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-10.343  dB(S(9,1))=-12.963  dB(S(2,1))=-30.620  dB(S(3,1))=-13.088  dB(S(4,1))=-31.030  dB(S(5,1))=-12.903  dB(S(7,1))=-13.176  dB(S(6,1))=-30.845  dB(S(8,1))=-31.117 </div> </div> 

K	5 parches activos contiguos		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-13.978  dB(S(9,1))=-15.515  dB(S(2,1))=-15.664  dB(S(3,1))=-16.253  dB(S(4,1))=-16.105  dB(S(5,1))=-8.920  dB(S(7,1))=-54.606  dB(S(6,1))=-24.800  dB(S(8,1))=-55.235 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-42.921  dB(S(9,1))=-15.397  dB(S(2,1))=-15.576  dB(S(3,1))=-15.975  dB(S(4,1))=-15.796  dB(S(5,1))=-9.060  dB(S(7,1))=-55.543  dB(S(6,1))=-27.982  dB(S(8,1))=-56.192 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-11.745  dB(S(9,1))=-15.598  dB(S(2,1))=-15.829  dB(S(3,1))=-16.025  dB(S(4,1))=-15.793  dB(S(5,1))=-9.608  dB(S(7,1))=-57.618  dB(S(6,1))=-27.549  dB(S(8,1))=-58.439 </div> </div> 
L	4 parches activos contiguos, 1 parches activos separados		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-14.058  dB(S(9,1))=-15.416  dB(S(2,1))=-15.564  dB(S(3,1))=-16.154  dB(S(4,1))=-16.005  dB(S(5,1))=-25.044  dB(S(7,1))=-54.808  dB(S(6,1))=-8.848  dB(S(8,1))=-55.437 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-46.143  dB(S(9,1))=-15.500  dB(S(2,1))=-15.679  dB(S(3,1))=-16.078  dB(S(4,1))=-15.898  dB(S(5,1))=-28.137  dB(S(7,1))=-55.939  dB(S(6,1))=-9.052  dB(S(8,1))=-56.588 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-11.960  dB(S(9,1))=-15.552  dB(S(2,1))=-15.783  dB(S(3,1))=-15.979  dB(S(4,1))=-15.747  dB(S(5,1))=-27.281  dB(S(7,1))=-57.725  dB(S(6,1))=-9.623  dB(S(8,1))=-58.546 </div> </div> 
M	3 parches activos contiguos, 2 parches activo separados, contiguos entre si		<div> <div> <b>m1</b>  freq=3.200GHz  dB(S(1,1))=-14.109  dB(S(9,1))=-14.993  dB(S(2,1))=-15.141  dB(S(3,1))=-12.892  dB(S(4,1))=-28.771  dB(S(5,1))=-11.861  dB(S(7,1))=-55.579  dB(S(6,1))=-11.712  dB(S(8,1))=-56.208 </div> <div> <b>m3</b>  freq=3.500GHz  dB(S(1,1))=-37.670  dB(S(9,1))=-15.244  dB(S(2,1))=-15.423  dB(S(3,1))=-13.386  dB(S(4,1))=-32.308  dB(S(5,1))=-12.071  dB(S(7,1))=-56.588  dB(S(6,1))=-11.892  dB(S(8,1))=-57.238 </div> <div> <b>m2</b>  freq=3.800GHz  dB(S(1,1))=-12.009  dB(S(9,1))=-15.700  dB(S(2,1))=-15.932  dB(S(3,1))=-12.678  dB(S(4,1))=-30.620  dB(S(5,1))=-12.850  dB(S(7,1))=-57.624  dB(S(6,1))=-12.618  dB(S(8,1))=-58.444 </div> </div> 

N	3 parches activos contiguos, 2 parches activos separados y separados entre si		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.605 dB(S(9,1))=-15.459 dB(S(2,1))=-15.607 dB(S(3,1))=-13.358 dB(S(4,1))=-29.237 dB(S(5,1))=-12.592 dB(S(7,1))=-13.034 dB(S(6,1))=-28.471 dB(S(8,1))=-28.914 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-32.009 dB(S(9,1))=-14.745 dB(S(2,1))=-14.924 dB(S(3,1))=-12.886 dB(S(4,1))=-31.808 dB(S(5,1))=-12.193 dB(S(7,1))=-12.529 dB(S(6,1))=-31.115 dB(S(8,1))=-31.452 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-10.431 dB(S(9,1))=-15.937 dB(S(2,1))=-16.169 dB(S(3,1))=-12.915 dB(S(4,1))=-30.857 dB(S(5,1))=-12.852 dB(S(7,1))=-13.124 dB(S(6,1))=-30.793 dB(S(8,1))=-31.066 </div> </div> 
O	6 parches activos contiguos		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-14.232 dB(S(9,1))=-15.110 dB(S(2,1))=-15.258 dB(S(3,1))=-15.848 dB(S(4,1))=-15.699 dB(S(5,1))=-11.714 dB(S(7,1))=-55.432 dB(S(6,1))=-11.565 dB(S(8,1))=-56.060 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-33.125 dB(S(9,1))=-15.749 dB(S(2,1))=-15.929 dB(S(3,1))=-16.327 dB(S(4,1))=-16.148 dB(S(5,1))=-12.203 dB(S(7,1))=-56.721 dB(S(6,1))=-12.024 dB(S(8,1))=-57.370 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-12.261 dB(S(9,1))=-15.473 dB(S(2,1))=-15.704 dB(S(3,1))=-15.900 dB(S(4,1))=-15.668 dB(S(5,1))=-12.786 dB(S(7,1))=-57.560 dB(S(6,1))=-12.554 dB(S(8,1))=-58.380 </div> </div> 
P	5 parches activos contiguos 1 parche activo separados		<div> <div> m1 freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.792 dB(S(9,1))=-15.678 dB(S(2,1))=-15.727 dB(S(3,1))=-16.316 dB(S(4,1))=-16.168 dB(S(5,1))=-12.447 dB(S(7,1))=-12.890 dB(S(6,1))=-28.327 dB(S(8,1))=-28.769 </div> <div> m3 freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-36.853 dB(S(9,1))=-15.258 dB(S(2,1))=-15.437 dB(S(3,1))=-15.836 dB(S(4,1))=-15.657 dB(S(5,1))=-12.334 dB(S(7,1))=-12.670 dB(S(6,1))=-31.256 dB(S(8,1))=-31.592 </div> <div> m2 freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-10.615 dB(S(9,1))=-15.704 dB(S(2,1))=-15.935 dB(S(3,1))=-16.131 dB(S(4,1))=-15.899 dB(S(5,1))=-12.781 dB(S(7,1))=-13.054 dB(S(6,1))=-30.723 dB(S(8,1))=-30.995 </div> </div> 



Q	4 parches activos contiguos 2 activos separados		<div> <div> <b>m1</b> freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.839 dB(S(9,1))=-15.535 dB(S(2,1))=-15.683 dB(S(3,1))=-16.273 dB(S(4,1))=-16.124 dB(S(5,1))=-28.586 dB(S(7,1))=-12.935 dB(S(6,1))=-12.390 dB(S(8,1))=-28.814 </div> <div> <b>m3</b> freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-39.337 dB(S(9,1))=-15.308 dB(S(2,1))=-15.487 dB(S(3,1))=-15.885 dB(S(4,1))=-15.706 dB(S(5,1))=-31.338 dB(S(7,1))=-12.849 dB(S(6,1))=-12.253 dB(S(8,1))=-31.771 </div> <div> <b>m2</b> freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-10.690 dB(S(9,1))=-15.672 dB(S(2,1))=-15.903 dB(S(3,1))=-16.099 dB(S(4,1))=-15.867 dB(S(5,1))=-30.480 dB(S(7,1))=-12.947 dB(S(6,1))=-12.822 dB(S(8,1))=-30.889 </div> </div> 
R	6 parches activos, separados 3 contiguos a 3		<div> <div> <b>m1</b> freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.797 dB(S(9,1))=-15.279 dB(S(2,1))=-15.427 dB(S(3,1))=-13.178 dB(S(4,1))=-29.057 dB(S(5,1))=-15.444 dB(S(7,1))=-13.194 dB(S(6,1))=-15.295 dB(S(8,1))=-29.074 </div> <div> <b>m3</b> freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-38.412 dB(S(9,1))=-14.916 dB(S(2,1))=-15.095 dB(S(3,1))=-13.057 dB(S(4,1))=-31.979 dB(S(5,1))=-15.104 dB(S(7,1))=-13.067 dB(S(6,1))=-14.925 dB(S(8,1))=-31.989 </div> <div> <b>m2</b> freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-10.594 dB(S(9,1))=-15.854 dB(S(2,1))=-16.086 dB(S(3,1))=-12.831 dB(S(4,1))=-30.773 dB(S(5,1))=-16.099 dB(S(7,1))=-12.845 dB(S(6,1))=-15.868 dB(S(8,1))=-30.787 </div> </div> 
S	7 parches activos contiguos		<div> <div> <b>m1</b> freq=3.200GHz dB(S(1,1))=-13.965 dB(S(9,1))=-15.397 dB(S(2,1))=-15.546 dB(S(3,1))=-16.135 dB(S(4,1))=-15.987 dB(S(5,1))=-15.298 dB(S(7,1))=-13.049 dB(S(6,1))=-15.149 dB(S(8,1))=-28.928 </div> <div> <b>m3</b> freq=3.500GHz dB(S(1,1))=-51.714 dB(S(9,1))=-15.426 dB(S(2,1))=-15.605 dB(S(3,1))=-16.004 dB(S(4,1))=-15.825 dB(S(5,1))=-15.242 dB(S(7,1))=-13.204 dB(S(6,1))=-15.063 dB(S(8,1))=-32.127 </div> <div> <b>m2</b> freq=3.800GHz dB(S(1,1))=-10.785 dB(S(9,1))=-15.620 dB(S(2,1))=-15.852 dB(S(3,1))=-16.049 dB(S(4,1))=-15.816 dB(S(5,1))=-16.029 dB(S(7,1))=-12.775 dB(S(6,1))=-15.797 dB(S(8,1))=-30.717 </div> </div> 



A modo de resumen de las medidas mostradas, se va a realizar un analisis resumido de las conclusiones obtenidas mediante estas simulaciones.

Se puede apreciar como en las configuraciones con puertos activos pares el parámetro de transmisión es considerablemente uniforme, cumpliendo una diferencia inferior entre puertos de -3dB como era el objetivo en la gran mayoría de las configuraciones.

Los aislamientos, en el peor de los casos, tienen un nivel de diferencia respecto a la transmisión mayor de 12 dB en toda la banda de frecuencia en todas las configuraciones.

En cuanto a la adaptación, se observa en la mayoría de las configuraciones una resonancia centrada a la frecuencia central de funcionamiento. En cuanto a su comportamiento en toda la banda, se garantiza una adaptación en todos los modos de configuración menores a  $S_{11} = -10$  dB, siendo los peores casos los extremos de la banda de trabajo.

Por último, se muestran un ejemplo de todos los modos de operación aplicables a la red de alimentación. En estos se incluyen casos que queda fuera de la especificación o comportamiento necesario. Estos casos fuera de lo especificado serán las activaciones de un número impar de parches en los cuales haya 2 o más parches contiguos. Esto se debe a que, por la topología del divisor será imposible cumplir con el requisito de -3dB de diferencia debido a que en algunos de los divisores se necesitará activar un camino individual, frente a los caminos división, cosa que ya introduce una diferencia -3dB por definición.

Se muestran de todas maneras para demostrar la capacidad y versatilidad que aporta esta red de distribución.

Obtenidas las medidas de las simulaciones y su estudio, se procederá a la fabricación, montaje y medida, tanto de la red por si sola con el analizador de redes, como del ensamble completo con el array de antenas en cámara anecóica. Siendo posible así de apreciar el efecto de la red en los diagramas de radiación obtenidos. [3][6]

En los próximos capítulos y para finalizar, se explicarán los componentes que faltan para el array completo, que son: la tarjeta de control y la estructura 3D para la sujeción del conjunto.

## 6 Diseño, construcción y test de la placa de Control

---

Se necesitará de un medio para distribuir las señales que activen o desactiven los diodos. Para ello se realizará el diseño, la construcción y un test de comprobación de una placa de control, que polarice a los diodos de la manera que el usuario o el programa le indique.

Su función, como se nombraba en el párrafo anterior, es ser capaz de llevar las señales de corriente continua a los diodos polarizándolos de manera directa o inversa. Debido a que las señales serán de señales digitales, se buscará un sustrato más económico, resistente y rígido que permita una gran solidez y buen comportamiento eléctrico.

En el caso de este trabajo el sustrato elegido ha sido fibra de vidrio (FR4) con un espesor de 0,8 mm. Su elección ha seguido los mismos criterios que el caso de la elección del RF35 para la PCB de RF, el sustrato que mejor cumple el compromiso de características eléctricas - accesibilidad - coste.

El motivo principal de por qué diseñar una placa de control a parte de la de RF es el aislar los efectos de las señales digitales lo máximo posible de las señales de RF junto con las limitaciones físicas existentes y comentadas a lo largo del capítulo 5.

Para evitar estos efectos en las pistas añadidas en la placa de RF como soporte de conducción de la señal de activación, se han diseñado con una anchura notoriamente inferior al ancho  $W_{50}$  (1,7 mm), siendo el ancho de estas pistas nunca superior a 1 mm, de tal manera que la impedancia que se pudiese encontrar la señal de RF sea mucho mayor y no interfiera a estas pistas. Para justificar esta medida tomada se indica a continuación la ecuación que relaciona la impedancia de la pista con su anchura para reforzar la explicación aportada.

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.14}} \ln \left( \frac{5.98h}{0.8w + t} \right)$$

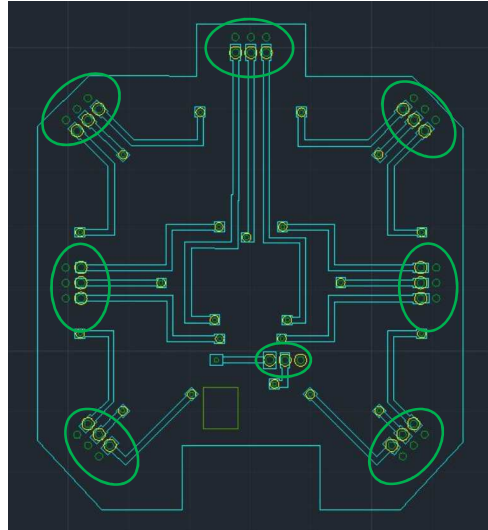
Donde  $Z_0$  es la impedancia característica,  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica, el  $h$  espesor del dieléctrico,  $w$  el ancho de la pista y el  $t$  espesor de la pista.

Para el diseño completo de la PCB se utilizará directamente el programa AutoCAD ya que no requiere, por su naturaleza, simular su comportamiento electromagnético.

Se debe tener en consideración algunos puntos fundamentales.

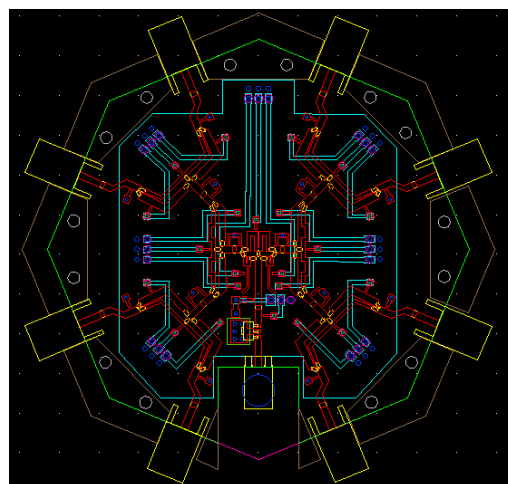
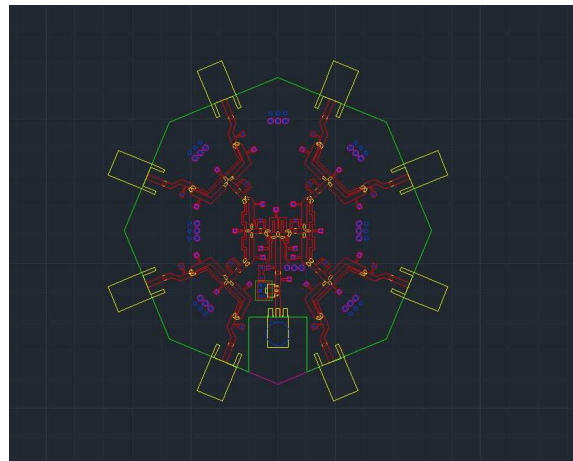
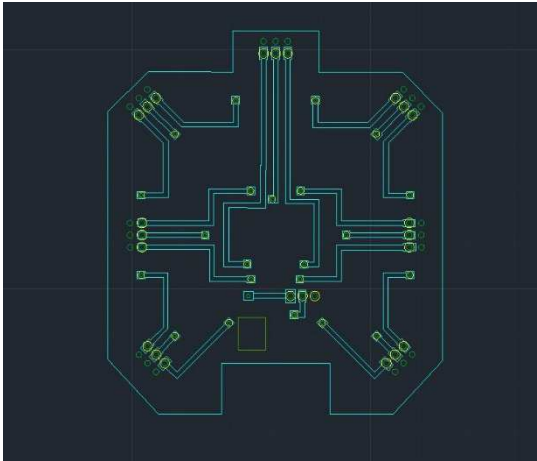
- Deben coincidir los distintos puntos de alimentación fijados para los diodos para poder llevar a alimentación de manera correcta a la PCB de RF. Tanto sus puntos de alimentación como sus puntos de tierra.
- Se debe dejar aislado la tierra del amplificador de RF realizando un vaciado, para un correcto comportamiento de éste.
- Ambas PCB (control y RF) deben tener una tierra común que será aportada por la tarjeta microcontroladora Arduino.
- Cada placa debe tener la tierra de su sustrato interconectada en los puntos de GND de sus capas TOP

A continuación, se adjunta una imagen del diseño.



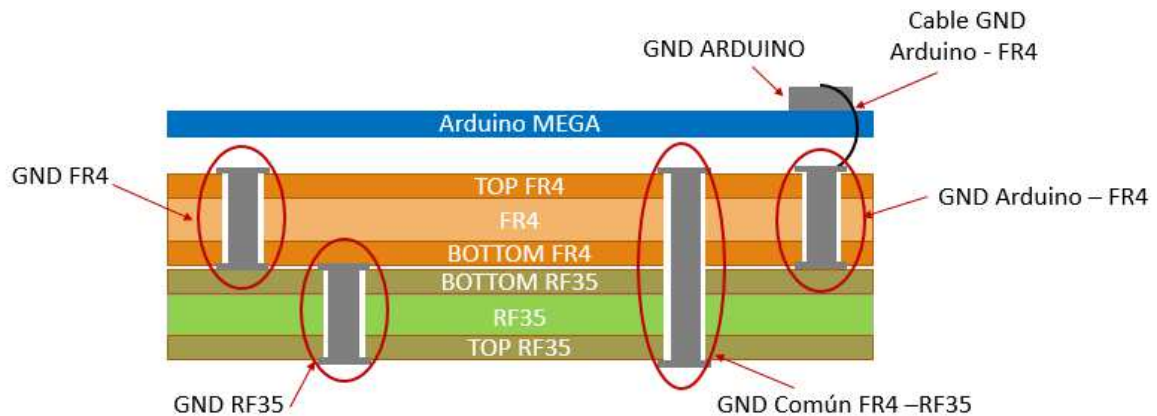
**Figura 6-12: Diseño PCB control y alimentación**

Se muestra ahora como esta distribución casa perfectamente con la realizada en la PCB de RF35 y cómo quedaría la interconexión de estas tarjetas.



**Figura 6-13: a) Placa de control y alimentación b) PCB de RF c) Conjunto completo, control - RF-mecánica de sujeción.**

Las tierras, como se ha comentado en las condiciones del diseño, se interconectarán mediante el siguiente esquema.



**Figura 6-14: Esquema de GND del ensamblaje completo**

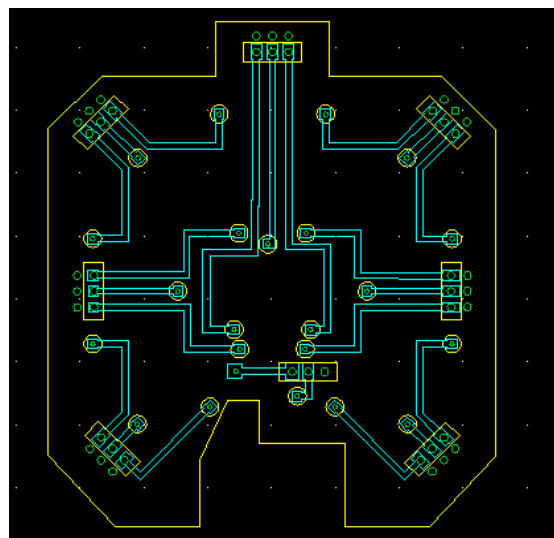
Las señales de control serán enviadas desde la tarjeta Arduino mediante un buffer que se conectará a las distintas clemas del diseño, posicionadas en los taladros marcados en verde en la figura 6-1. Cada clema tendrá capacidad para 3 señales de control. La excepción será la clema utilizada para llevar la alimentación que necesita el amplificador y la GND de la tarjeta microcontroladora Arduino.

Se realizarán coronas alrededor de los taladros para aislar las alimentaciones de los GND y así evitar problemas de cortocircuito que podrían estropear los componentes electrónicos y el funcionamiento de nuestro diseño.

Los taladros utilizados para llevar las diferentes señales no solo tendrán esta función principal y fundamental, sino que ayudarán a su vez a la fijación mecánica de las dos PCB mediante las vías metalizadas, que se soldarán en ambas caras de las PCB, a los paths preparados para ello.

Una vez diseñado la placa de control, se realiza el mismo proceso de construcción que se ha realizado con los divisores explicados en el capítulo 5.

Se realiza una modificación respecto al primer diseño, uniendo el vaciado de la huella del amplificador al corte del contorno ya que se considera que existe un plano de tierra suficientemente grande para dar una buena referencia y facilitaría la construcción de la PCB.



**Figura 6-15: Esquema de la reforma de la placa de alimentación y control**

No solo se hace la modificación para facilitar la mecanización de la PCB si no que se añade también un vaciado para la huella de las clemas, (recuadros amarillos posicionados sobre la marca de los taladros).

Se generarán los ficheros Gerber que se proporcionarán a la fresadora para que elimine el material necesario del sustrato de fibra de vidrio (FR4) y construya la PCB correspondiente.

El siguiente paso, tanto para la red completa como para la red de control será el montaje de todos los componentes que necesiten ser soldados. Este proceso será manual, lo que podrá generar imperfecciones en el comportamiento.

Antes de unir las PCBs, se deberá verificar el correcto diseño y construcción de la PCB de control. Para ello se utilizará un Polímetro y se comprobará la continuidad de todas las pistas, de extremo a extremo y la continuidad de las distintas GND.

Una vez depurado el paso final será unificar ambas PCBs (control y RF).

## 7 Diseño y construcción de estructuras 3D para la sujeción del Array conformado

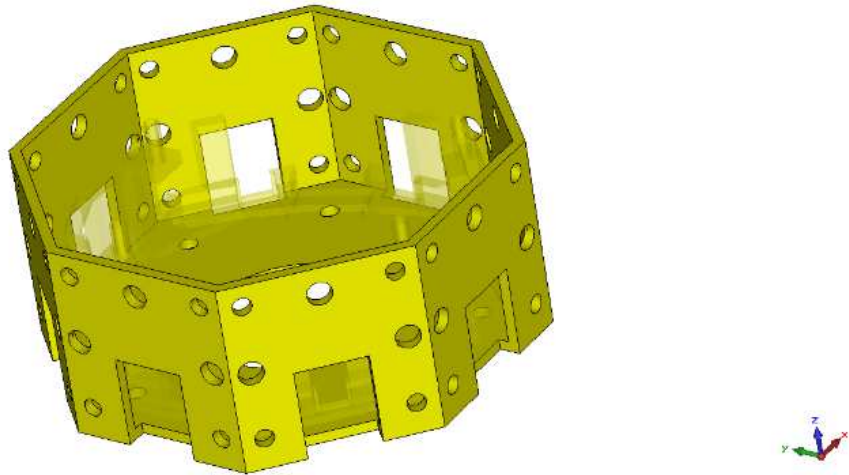
---

Con la intención de que la placa microcontroladora, la PCB de control, la PCB de RF y los elementos radiantes pertenezcan a una misma estructura, se diseña una serie de piezas fabricadas con una impresora 3D perteneciente al grupo RFcas que sujete todos los elementos que conformarán nuestro array. El material utilizado para la fabricación será PLA [16].

La estructura 3D será diseñada en dos partes diferentes

- 1- Estructura para sujeción de los parches radiantes.
- 2- Estructura de sujeción y unión de las diferentes PCBs, la tarjeta microcontroladora y los parches

En este caso se realizaría el diseño de la pieza número dos, sujeción de las PCBs y la tarjeta microcontroladora, ya que se reciclará la estructura de sujeción desarrollada en el trabajo [4]. En la siguiente figura, Figura 1-7, se podrá apreciar el diseño de la estructura 1.



**Figura 7-16: Estructura 3D para sujeción de parches apilados**

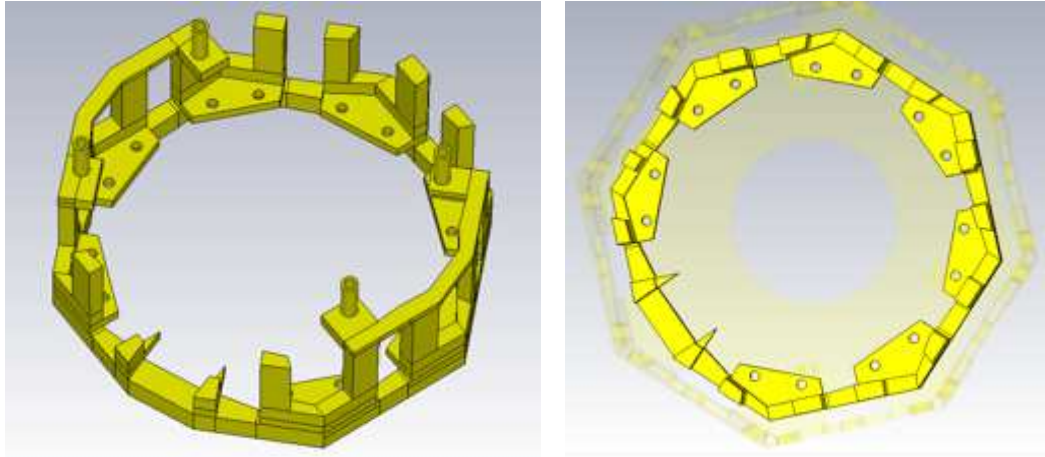
Se puede apreciar en la imagen cómo la estructura está basada en una serie de taladros bordeando cada cara del octógono, con el objetivo de usar estos taladros para fijar los parches a la estructura mediante tornillos de nylon, evitando así que afecte a los diagramas de radiación. El gap que se ve en la parte inferior de cada cara está diseñado con objetivo de facilitar la conexión del cable de RF al conector de salida de la red de alimentación a los parches.

En el interior de este octógono irá la estructura número 2, encargado de sujetar la red de alimentación, de control y la placa microcontroladora.

A su vez, en la estructura, se realiza una perforación amplia en la base por si el cable de RF que debe de ir conectado al sistema al que se conecte el array, (en este caso, analizadores de redes, cámaras anecoicas).

De la pieza número 2, se han diseñado dos opciones diferentes, debido a los problemas mecánicos encontrados en la primera versión del diseño, estos problemas serán explicados a lo largo de este capítulo.

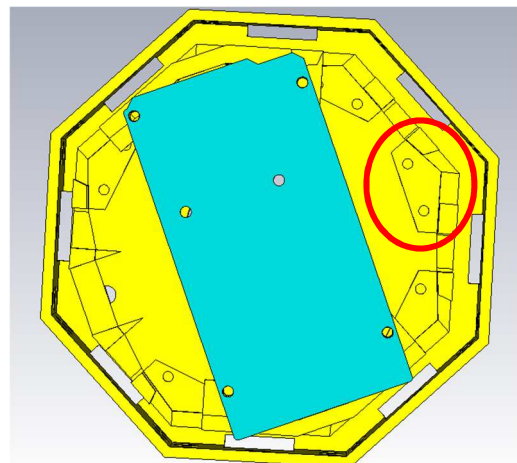
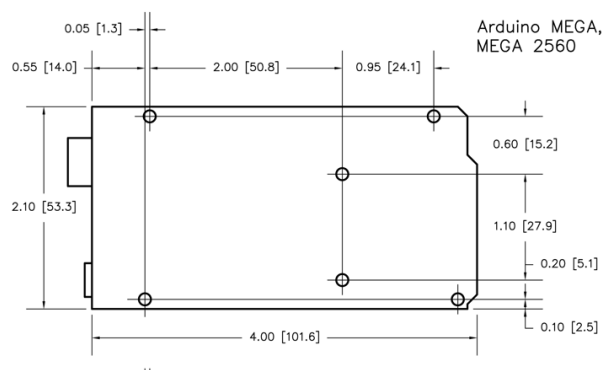
A continuación, mostramos una imagen de la primera estructura generada



**Figura 7-17: Primera Versión Estructura 3D**

La estructura tendrá una serie de pilares en los cuales se montarán los pivotes con el objetivo de separar y sujetar la tarjeta microcontroladora de las distintas PCB

Para su correcto posicionamiento se ha descargado tanto el drawing como el plano dxf de la tarjeta Arduino mega y se ha implementado en el 3D realizado en CST para verificar su correcta posición.



**Figura 7-18: Modelo 3D de Arduino Mega 2560**

A su vez, existirán unas pequeñas isletas, con 2 taladros por isleta (marcadas en rojo en la figura 7.3), diseñadas para que se pueda sujetar la placa de RF35 y la placa de control. Las PCBs podrán apoyar en estas isletas para reducir la tensión y dar la fijación necesaria.

Para el conector de entrada se realizarán unas pequeñas pestañas en el que apoye la tarjeta, debido a su posición no pueden ser muy extensas, pero serán suficientes para evitar flexiones en la PCB.

Se construye y se hace la primera prueba de montaje, en el cual se descubren ciertos errores cometidos que se corrigen en un segundo diseño.

Los errores físicos y mecánicos encontrados son:

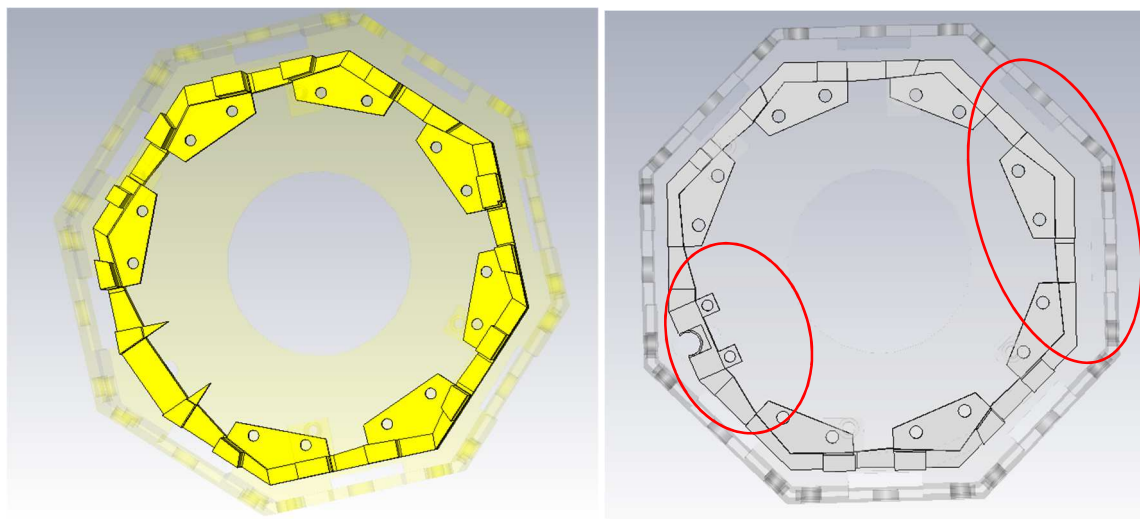
- Mal ajuste de los gaps para los conectores de RF
- Poca sujeción en el conector de entrada, dando problemas de flexión en esta parte de la PCB
- Dificultad para acceder a las clemas de las placas de control.



Para solucionar estos problemas se rediseña una nueva estructura 3D intentando introducir las modificaciones mínimas posibles.

El problema más importante es la flexión que realiza el cable del analizador sobre la PCB. Para ellos se añaden dos taladros de sujeción alrededor del conector de entrada, junto con un taladro adaptado a la física del conector, siguiendo el *drawing* del datasheet.

Otro de los cambios realizados es la optimización de la mecánica al eliminar los pilares innecesarios, aquellos que no estén implicados en los pivotes que sujetaran la tarjeta Arduino



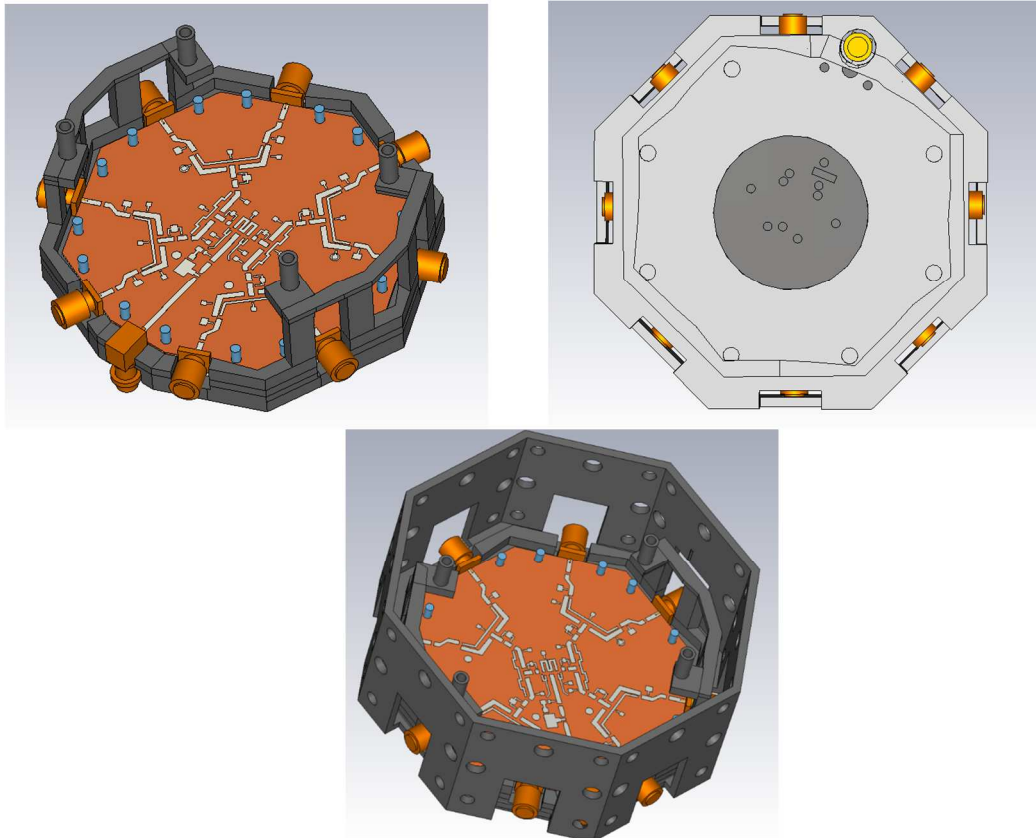
**Figura 7-19: Reforma mecánica del soporte**

Por último, para verificar que los *gaps* de los conectores y el taladro realizado para su sujeción estén bien posicionados, al igual que se hizo con la tarjeta micro controlador, se exportará el completo de la PCB con los conectores para comprobar en el propio 3D que no surgirá ningún problema más.

Debido al fino espesor del sustrato RF utilizado (0,762 mm), la propia tensión del cable del analizador de redes en la entrada hace que se rasgue la pista de entrada anterior al amplificador. Por lo cual, a pesar de haber conseguido dar más soporte y rigidez a la PCB, no se ha podido solventar el problema respecto al conector de entrada.

Esta fisura hace que el amplificador no pueda alimentarse bien deteriorando el funcionamiento de este llegando, incluso, a no ser utilizable tras la avería sufrida en la pista.

Para solventar este problema se llega a una conclusión junto con los componentes del RFcas, dando como producto una nueva estructura 3D.

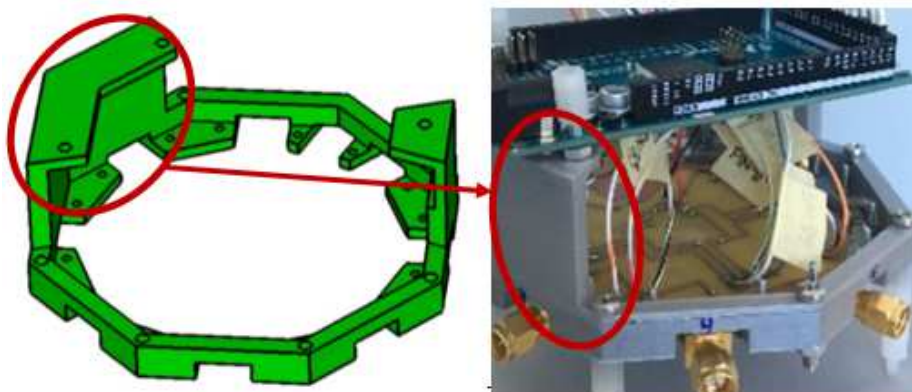


**Figura 7-20: Segunda Versión Estructura 3D**

Con la nueva solución planteada, se da solución a los errores encontrados en el primer diseño

Se busca una siguiente iteración al diseño, que consiste en simplificarlo para evitar posibles problemas de tolerancias de fabricación e incluso mejorar, aun más, la accesibilidad a los puntos de conexión de las señales de control.

Este trabajo se lleva bajo el consenso de los miembros del Grupo Rfcas. En la idea finalmente ejecutada se puede apreciar que se elimina uno de los pivotes de sujeción de la Tarjeta microcontroladora Arduino, sin embargo, en vez de columnas, se realiza una pared entre pivotes para dar rigidez y robustez al soporte.



**Figura 7-21: Versión definitiva Estructura 3D**

Con este último diseño se daría por concluida el diseño y la construcción de la estructura 3D.

## 8 Programación de Arduino

---

Debido a la necesidad de controlar la activación de los distintos diodos para poder configurar el diagrama de radiación a petición del usuario, se necesitará una placa microcontroladora que distribuya las señales que actúen como activación.

Debido a la cantidad de señales a manejar, se opta por una solución que se ajuste al alcance de este proyecto adecuando el compromiso precio/funcionalidad.

La solución encontrada es la placa microcontroladora Arduino Mega 2560 [15], capacitada con una cantidad más que suficiente de entradas/salidas con las que distribuir las señales y programable con un código sencillo y de poca complejidad.



**Figura 8-22: Arduino Mega 2560**

El programa se basará en una interfaz que permitirá interactuar al usuario, preguntando por el modo de operación, siendo las opciones, Modo 1-Selección de parches y Modo 2 – Radar.

En caso de no responder el usuario durante un corto plazo de tiempo a la respuesta mantendrá el modo y la configuración en el que se encontrará, si se trata de la primera iteración del programa no avanzará hasta hacer la elección pertinente.

La conexión con la Arduino que controla la antena se realizará mediante un puerto serie conectado a un ordenador, necesitando solo el software de comunicación con la tarjeta Arduino.

### **8.1 Modo 1**

El modo 1 o Selección de parches, es el modo en el que el usuario especificará el diagrama de radiación de su antena.

En las primeras iteraciones del programa, cuestionará al usuario por el número de parches que quiere activar, y una vez seleccionado el número de parches, preguntará por cuál de ellos.

A partir de ahí, la propia Arduino mandará una señal por las pistas de control necesarias para la activación de los diodos pertinentes para activar los parches.

### **8.2 Modo 2**

El modo 2 o modo Radar es el modo en el que los parches se irán activando y desactivando de manera secuencial, actuando el array como un radar Vor Doppler, realizando el barrido sin tener que girar mecánicamente la antena, consiguiendo ese efecto mediante la activación de parche tras parche, haciendo el barrido de manera electrónica emulando así el giro mecánico.

El programa solicitará al usuario será el tiempo de conmutación entre antenas, este parámetro sería fundamental para describir el comportamiento y servicio del sistema radar: incertidumbre, área de detección, etc.

Este tiempo de conmutación deberá tener también en cuenta el propio reloj de la Arduino, como los posibles inputs lags que pudiese tener el programa.

### ***8.3 Comprobación del Código***

Esta verificación se hará de manera visual, posicionando una serie de leds en una protoboard que se conectarán de manera directa a las GPIOs de la Arduino que se vayan a utilizar.

Al ejecutar el código se deberá ir encendiendo los leds de la manera que el usuario indique mediante el software o en caso de activar el modo 2 se irán encendiendo secuencialmente.

De esta forma se depura, tanto el funcionamiento de la PCB de control, como el propio funcionamiento del código sin correr riesgos de estropear algún componente electrónico de la red de alimentación o del conjunto completo, ya que una avería en el *assembly* completo de esta red sería más difícil de depurar y localizar el fallo. Por lo que con una pequeña demostración simple somos capaces de reducir incertidumbres en caso de que exista algún fallo, pudiendo descartar de manera ágil que haya sido un tema SW.

## 9 Conclusiones y trabajo futuro

---

### 9.1 Conclusiones

Las conclusiones que se pueden obtener de este trabajo son las siguientes:

1. Se ha diseñado con éxito un array conformado con 8 parches radiantes capaz de dar solución a múltiples problemas mediante su capacidad de modificar su diagrama de radiación, siendo capaz de generar haces directivos a elección del usuario hasta diagramas omnidireccionales, con gran modularidad y resolución angular en caso de haces direccionales ( $22,5^\circ$ ) (buena resolución respecto a otras soluciones similares a la presentada)
2. Se puede realizar sujeciones efectivas ante problemas complejos mediante impresiones 3D, abaratando así costes de mecanizaciones y útiles para la sujeción de antenas de este tipo.
3. Se ha diseñado una red de alimentación de una entrada y ocho salidas mediante tres etapas diferentes mediante tecnología microstrip, reduciendo posibles problemas de desadaptación, tamaño y coste que pueden aportar otras soluciones similares.
4. Se ha preparado e integrado una nueva tecnología, diodos pin, a la hora de conmutar las diferentes configuraciones.
5. Se ha generado un nuevo tipo de divisor en T, dando más opciones de las que aportaban los conmutadores de trabajos anteriores.
6. Se ha conseguido proporcionar 20 modos de operación, de los cuales 6 de ellos eran los principales objetivos del trabajo, estos 6 modos principales aportan 29 estados diferentes, todos ellos con un ancho de banda de 17,2% con frecuencia central a 3.5 GHz
7. Se ha diseñado una placa de control capaz de aplicar las señales solicitadas por el usuario a los distintos diodos para configurar cualquier estado.
8. Se han programado dos modos de operación, ofreciendo más servicios y dotando a la antena de diversas funcionalidades.

### 9.2 Trabajo futuro

En cuanto a trabajo futuro planteamos las siguientes soluciones a desarrollar

1. Debido a las pérdidas introducidas en algunos caminos de algunos estados determinados (ejemplo 3 parches alimentados, dos de ellos contiguos) se plantea el compensar la diferencia de potencia entre haces mediante atenuadores digitales variables, ecualizadores o pensar circuitos alternativos con amplificadores que compensarán estos desbalances entre haces.
2. Se plantea la introducción de Desfasadores digitales como se han estudiado en otros trabajos [8] para tener más capacidad de configurar los diagrama de radiación controlando las fases de los distintos caminos. Esto por ejemplo nos aportaría reducir el rizado encontrado en la configuración omnidireccional.
3. Modificación del array de antenas, siendo de 16 elementos en vez de 8, realizando una inclinación en 8 de ellos para modificar el apuntamiento y poder adoptar mejor diferentes soluciones a nuevos problemas (Ejemplo: distribución Wifi en entornos cerrados)

4. Realizar medidas y correcciones a la opción radar VOR DOPPLER presentado, realizando los ajustes finos necesarios para su correcto funcionamiento (Configuración de tiempo de permutación, PRI, PW y PA).
5. Rediseñar o plantear otro elemento radiante para poder reducir el tamaño del sistema completo.



## Referencias

---

- [1] Sanchez-Dancausa, P. P., J. L. Masa-Campos, and P. Sanchez-Olivares, "Conformal Patch Array Antenna at 3.5 GHz for Omnidirectional Coverage", Symposium Nacional URSI 2015, September, 2015
- [2] W.E. Doherty Jr, R.D. Joss, The PIN diode circuit designers's handbook, Microsemi-Watertown, 1998
- [3] Sanchez-Olivares, P., P. P. Sanchez-Dancausa, J. L. Masa-Campos, M. Iglesias-Menendez-de-la-Vega, and E. Garcia-Marin, "Conformal Patch Array Antenna with Switchable Omnidirectional or Sectorial Coverage at 3.5 GHz", Symposium Nacional URSI 2018, September, 2018
- [4] Sanchez-Olivares, P., P. P. Sanchez-Dancausa, and J. L. Masa-Campos, "Circularly conformal patch array antenna with omnidirectional or electronically switched directive beam", IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 11, pp. 2253-2259, 2017. DOI
- [5] Balanis, C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [6] Pablo Sánchez Olivares: "Agrupaciones planas reconfigurables sobre redes de alimentación de bajas pérdidas para sistemas de altas prestaciones", Dic 2018.
- [7] Paula Sánchez Dancausa: "Diseño de Array Conformado de Dobles Parches Apilados para Comunicaciones WiMAX y Cobertura Omnidireccional o Sectorial No Simultánea", Jul 2016.
- [8] Adrian Cobos De la cruz: "Integración de desfasadores digitales en un array lineal de parches sobre guía de onda para comunicaciones por satélite DBS", Jul 2015.
- [9] Paula Sánchez Dancausa: "Diseño de antenas de parches conformadas para sistemas de comunicaciones de banda ancha", Jul 2014.
- [10] D. Pozar, Microwave Engineering, 4th edition. John Wiley & Sons Inc, 2011.
- [11] Datasheet RF-35 Taconic. <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [12] Datasheet Diodo BAR64-02V Infineon [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64-02V-DS-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f0247ae38fc](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64-02V-DS-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f0247ae38fc)
- [13] Datasheet Diodo BAR64-05 Infineon, [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64-05-DS-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f026ce63904](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BAR64-05-DS-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c01690f026ce63904)
- [14] Datasheet ECG001B Triquint. <https://datasheet.ciiva.com/15129/getdatasheetpartid-698737-15129562.pdf>
- [15] Documentación Arduino MEGA 2560, <https://store.arduino.cc/mega-2560-r3>
- [16] Datasheet PLA-4043D. [http://www.natureworkslc.com/~media/Technical\\_Resources/Technical\\_Data\\_Sheets/TechnicalDataSheet\\_4043D\\_films\\_pdf.pdf](http://www.natureworkslc.com/~media/Technical_Resources/Technical_Data_Sheets/TechnicalDataSheet_4043D_films_pdf.pdf)
- [18] Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Medios de Transmisión, 2012. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de la Telecomunicación, impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [19] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [20] Juan Corcoles Oterga, Electronicas de Comunicacion, 2014. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de la Telecomunicación, impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid





## Glosario

---

API	<i>Application Programming Interface</i>
ADS	Advanced Design System
C.A	Circuito Abierto
C.C	Corto Circuito
CST	CST Studio Suite
dB	Decibelio
GHz	Gigahertzio
GND	<i>Ground</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
nH	Nanohenrio
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , placa de circuito impreso
pF	Picofaradio
RF	Radio Frecuencia
RFCas	RadioFrecuencia, Circuitos Antenas y Sistemas.
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SW	<i>Software</i>
TRL	<i>Thru, Reflection, Line</i>

## Anexos

---

### ***A Kit de calibración TRL***

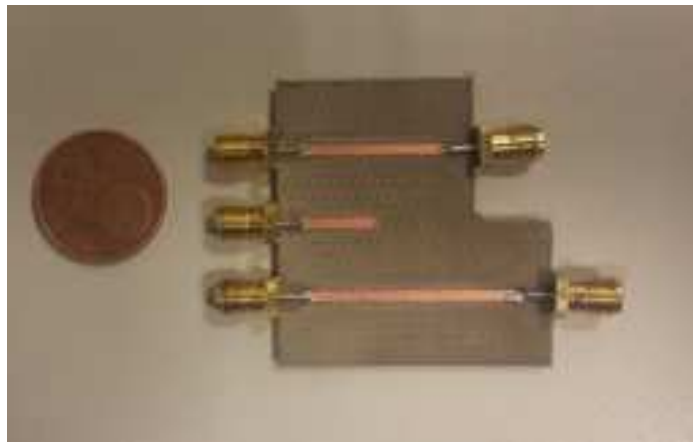
TRL, como se indica en el glosario viene de Thru, Reflection and Line.

Este Kit de calibración tiene como ventaja que es capaz de contrarrestar el efecto sobre la medida que pueden tener los conectores y las pérdidas de transmisión que puedan surgir por el medio utilizado, (en esta ocasión tecnología microstrip).

El método se basa en diseñar una placa, o tres, según desee el diseñador, que contengan los siguientes circuitos

- Una pista de  $n * \lambda_{\mu}/4$  que tenga entrada y salida. (Thru)
- Una pista  $\lambda_{\mu}/4$  acabada en circuito abierto. (Reflection)
- Una pista que contenga una longitud determinada que se introducirá en la calibración para contrarrestar las pérdidas (Line).

En el caso de este trabajo, se utilizara este kit para poder caracterizar de la manera más precisa posible el comportamiento de los diodos PIN, contrarrestando el efecto de los cables de medida, los conectores y las derivaciones en la medida que se puedan obtener dada la tecnología utilizada. Creando un plano de referencia lo más cercano al elemento a caracterizar (el diodo en este caso)

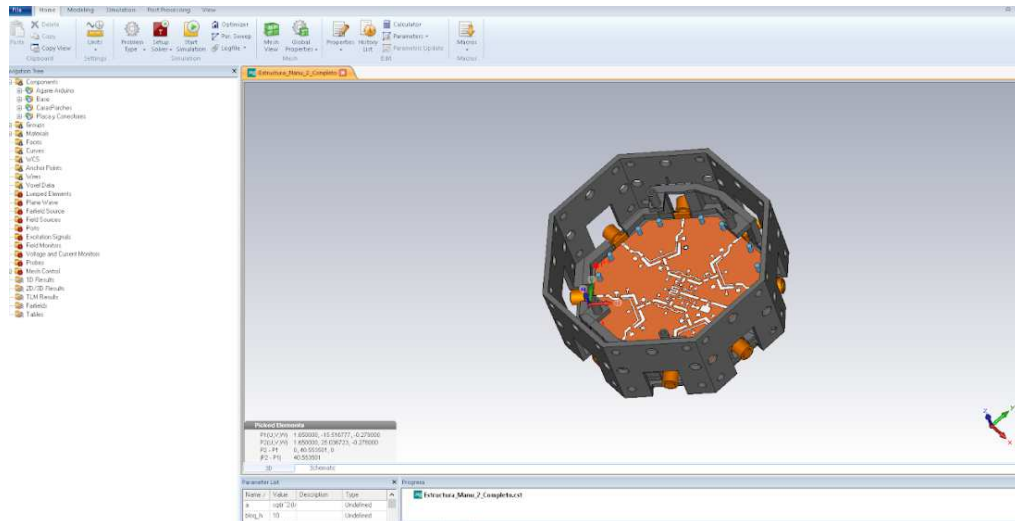


## B Software utilizado

### *CST Studio Suite:*

Software de simulación de alto rendimiento para el cálculo y la caracterización del comportamiento del campo electromagnético en estructuras 3D.

Es capaz de caracterizar problemas en distintas tecnologías, guías de onda, tecnología microstrip, etc.

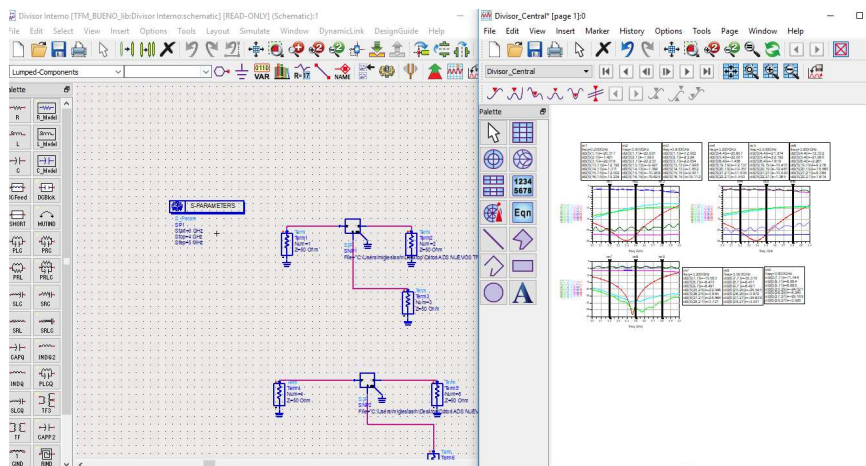


Entre las medidas o ejemplos que puede caracterizar o en los que se aplica este software son: Cálculos de eficiencia de antenas o dispositivos RF, estudios de compatibilidades electromagnéticas, los efectos térmicos de las radiaciones de un dispositivo, etc.

En nuestro caso no solo se hará uso de la herramienta para la caracterización 3D, si no que se utilizará para caracterizar el efecto de distintos componentes como los diodos PIN, condensadores, resistencias y bobinas en nuestro diseño mediante la herramienta Schematic del propio software.

### *Advanced Design System*

Herramienta software perteneciente a la empresa Keysight reconocida en el mundo de RF y microondas.



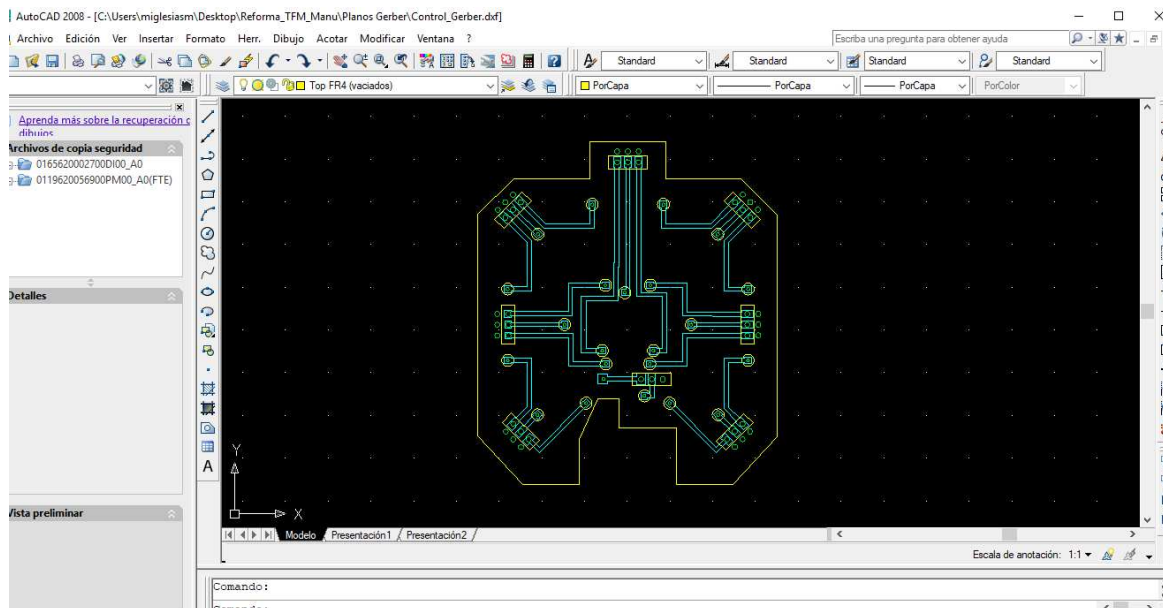
ADS es un software de diseño y simulación circuital para radiofrecuencia, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad.

Dotado de gran cantidad de librerías de componentes, no solo es capaz de realizar simulaciones y estimaciones de los comportamientos de nuestros diseños sino que también podrá generar los *layouts* de estos y los ficheros *gerber* necesarios para la fabricación de PCBs.

## ***AutoCAD***

Una de las herramientas más potentes y reconocidas del mercado en cuanto a dibujo técnico.

En este trabajo se utilizará para realizar los diseños de los planos esquemáticos de las distintas placas de evaluación y divisores. Tanto como de la red completa.



Una de sus mejores performances es la capacidad de poder segmentar un diseño por capas de dibujo pudiendo así trazar y elaborar los diseños de una manera elaborada y sencilla.

## *Arduino*

Software de uso libre especializado para comunicarse con las microcontroladores de esta marca. Empleado para programar con un lenguaje sencillo la utilizacion de las propiedades de estas tarjetas.

